

Optisch-elektronische
Echtzeitverarbeitung
von Videosignalen

*Diss Erlangen
1983*

von
Hans-Joachim Götz

Erlangen 1983



Optisch-elektronische Echtzeitverarbeitung von Videosignalen

Der Technischen Fakultät
der Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR - INGENIEUR

vorgelegt von
Hans-Joachim Götz

Erlangen 1982

Als Dissertation genehmigt von der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 14.Dezember 1982

Tag der Promotion : 31.März 1983

Dekan: Prof. Dr.rer.nat. U.Zwicker

Berichterstatter: Prof. Dr.Ing. W.Schüßler
Prof. Dr.rer.nat. A. Lohmann

Die vorliegende Arbeit ist am Lehrstuhl für Angewandte Optik des Physikalischen Instituts der Universität Erlangen-Nürnberg entstanden.

Dem Inhaber des Lehrstuhls, Herrn Professor Dr. A.W. Lohmann, danke ich herzlich für interessante Aufgabenstellung und die Möglichkeit zur Durchführung der Arbeit sowie für die Bereitstellung der benötigten Mittel.

Ebenso möchte ich Herrn Professor Dr. Ing. H.W. Schüßler herzlich danken für die bereitwillige Übernahme des Referates und die damit verbundene Mühe.

Weiter gilt mein Dank all jenen, die in irgendeiner Form am Zustandekommen dieser Arbeit beteiligt waren, insbesondere den Kollegen am Lehrstuhl für Angewandte Optik, die stets bereit waren, mir bei optischen und photographischen Problemen weiter zu helfen, sowie den Mitarbeitern der Elektronik- und Mechanik-Werkstatt des Physikalischen Instituts und des Leiterplattenlabors der Zentralwerkstatt der Technischen Fakultät.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

INHALTSVERZEICHNIS

	Seite
1. Einleitung	1
1.1. Allgemeines zu den vorgestellten Verfahren	3
2. Optisch-elektronische Erzeugung beliebiger Nichtlinearitäten	5
2.1. Prinzip und theoretische Möglichkeiten und Grenzen	5
2.1.1. Eigenschaften des Systems	7
2.1.2. Realisierungsprobleme	8
2.1.2.1. Lineare Näherung	8
2.1.2.2. Grauauflösung	12
2.1.2.3. Transparenz in Kontakt zur Frontscheibe	14
2.1.2.4. Modifikation der Anordnung	17
2.1.2.5. Verwendung einer Zwischenabbildung	18
2.1.3. Einfluß der Leuchtflecklage	20
2.1.3.1. Näherung für kleine Apertur	20
2.1.3.2. Abweichungen von der Näherung	22
2.1.4. Dynamisches Verhalten des Leuchtschirms	23
2.2. Praktische Durchführung	24
2.2.1. Optischer Aufbau	24
2.2.2. Grauauflösung, Einfluß der Leuchtflecklage	26
2.2.3. Einfluß der Nachleuchtdauer des Schirmmaterials	28
2.2.4. Aufbau der Ansteuerung der kurznachleuchtenden Röhre	29
2.2.5. Vorverstärkung des Fotovervielfacher-Signals	30
2.2.6. Herstellung der Transparenzen	30
2.3. Einige Ergebnisse	31
2.3.1. Experimenteller Aufbau	31
2.3.2. Beispiele für Kennlinien	32
2.3.3. Einige Beispiele für nichtlineare Verarbeitungen	33
2.4. Zusammenfassung, Anwendungsmöglichkeiten	38

	Seite
3. Echtzeitfilterung von Videosignalen	39
3.1. Eindimensionale (horizontale) Filterung von Videosignalen	40
3.1.1. Passive Filter	40
3.1.2. Aktive Filter	42
3.2. Einstellbare Filter ohne Rückführungen	43
3.2.1. Abschnittsweise Realisierung im Frequenzbereich	43
3.2.2. Abschnittsweise Realisierung im Zeitbereich	47
3.2.3. Transversalfilter mit Zeit-, aber ohne Amplitudendiskretisierung	50
3.2.4. Digitale Filter	55
3.2.5. Filter mit digitaler Verzögerung und analoger Koeffizientenbildung	56
3.2.6. Methoden für die "vertikale" Filterung eines Videosignals	57
3.2.7. Zweidimensionale Echtzeitfilterung von Videosignalen	58
3.2.7.1. Übertragungsfunktionen in x und y separabel	58
3.2.7.2. Eine Struktur für den allgemeinen Fall	59
3.3. Eigenschaften von Transversalfiltern mit digitaler Verzögerung	61
3.3.1. Beschreibung mit Hilfe der Fourier- und Z-Transformation	61
3.3.2. Allgemeine Eigenschaften von nichtrekursiven Systemen	63
3.3.3. Einfluß des Quantisierungsrauschens und der Koeffizienten-Einstellgenauigkeit	65
3.3.3.1. Quantisierungsrauschen	65
3.3.3.2. Weitere Rauschquellen	65
3.3.3.3. Koeffizienten-Einstellgenauigkeit	66
3.3.4. Zweidimensionale Transversalfilter	68
3.3.4.1. Beschreibung mit der zweidimensionalen Fourier-Transformation	68
3.3.4.2. Berücksichtigung der Realisierung der Verzögerungsleitungen durch digitale Schieberegister	69

	Seite
3.3.4.3. Geometrie des Abtastrasters	71
3.4. Berechnung der Filterkoeffizienten (= Punktbilder) bei Vorschriften im Frequenzbereich	72
3.4.1. Fourierapproximation mit Fensterfunktionen	73
3.4.2. Frequenzabtastverfahren	76
3.4.2.1. Lagrange-Interpolation	77
3.4.2.2. Direkte Lösung des Gleichungssystems	79
3.4.3. Approximation nach dem Verfahren von R.W. Gerchberg	81
3.5. Aufbau eines zweidimensionalen Transversalfilters mit digitaler Verzögerung	83
3.5.1. Konfiguration des aufgebauten Filters	83
3.5.2. Einige Anmerkungen zu den einzelnen Baugruppen	85
3.5.2.1. Taktfrequenzerzeugung	85
3.5.2.2. Analog-Digital-Wandler	85
3.5.2.3. Zeilenverzögerung	86
3.5.2.4. Filterbaustein für 7 Koeffizienten	86
3.5.2.5. Hauptsummierverstärker	86
3.5.2.6. Zusätzliche Ausgabe des verzögerten Eingangssignals	87
3.6. Einige Anwendungsbeispiele	87
3.6.1. Gewichtete Mittelwertbildung, Fensterfunktionen	88
3.6.2. Einige in x und y separierbare Übertragungsfunktionen	91
3.6.2.1. Multiplikation von Bandpaß (horizontal) und Tiefpaß (vertikal)	92
3.6.2.2. Ein zweites Beispiel: Multiplikation zweier Bandpässe	93
3.6.2.3. Approximation mit dem Frequenzabtastverfahren	94
3.6.2.4. Approximation mit dem Verfahren nach Gerchberg	95
3.6.3. Ein ringförmiger, zweidimensionaler Bandpaß	96
3.6.3.1. Approximation über die inverse Fourier-Transformation und Anwendung einer Fensterfunktion	97

	Seite
3.6.3.2. Vergleich mit einer Approximation nach dem Verfahren von R.W. Gerchberg	99
3.6.4. Erweiterung des Schärfentiefebereichs bei der mikroskopischen Abbildung	101
3.7. Mögliche weitere Anwendungen von zweidimensionalen Transversalfiltern mit digitaler Verzögerung	104
4. Echtzeit Pseudo-Stereo Darstellung	105
4.1. Einige Realisierungsmöglichkeiten für Pseudo-Stereo mit Videotechnik	108
4.1.1. Modulation der Horizontalablenkung	109
4.1.2. Pseudo-Stereo durch "Verzeichnung" der Videosignale beider Kanäle	110
4.1.2.1. Verzeichnung durch Manipulationen an den gespeicherten Abtastwerten	112
4.1.2.2. Verzeichnung durch Veränderung des Auslesetaktes	114
4.1.2.3. Verzeichnung durch variablen Einschreibtakt	116
4.1.2.4. Eigenschaften der Verzeichnungseinführung durch Variation der Taktfrequenzen	118
4.1.3. Erzeugung der Stereo-Steuersignale, insbesondere für die Methode von 4.1.2.3.	122
4.1.3.1. Zweidimensionale Glättung	122
4.1.3.2. Erkennung von Überdeckungen	123
4.1.3.3. Differentiation	125
4.2. Gewinnung der Stereo-Information	126
4.3. Einige Überlegungen zum Aufbau eines Versuchssystems	130
4.3.1. Prinzip des Aufbaus	130
4.3.2. Erzeugung der Abtastfrequenzen	132
4.4. Beschreibung des Pseudo-Stereo Versuchssystems	135
4.4.1. Videoteil	136
4.4.2. Taktteil	137
4.5. Einige Beispiele für Pseudo-Stereo Darstellungen	138

	Seite	
4.5.1.	Darstellung der Intensität als dritte Orts- koordinate	139
4.5.2.	Darstellung des (Zeilen-) Integrals der Intensität als Höhe	143
4.5.3.	Darstellung des Auftretens bestimmter Orts- frequenzen als Höhe	145
4.6.	Zusammenfassung	150
5.	Ausblick	152
6.	Liste der Abkürzungen und Formelzeichen	153
6.1.	Abkürzungen	153
6.2.	Formelzeichen	153
7.	Literaturverzeichnis	157
8.	Anhang	162
8.1.	Allgemeines zu den beschriebenen Geräten	162
8.1.1.	BAS-Trenner	163
8.1.2.	BAS-Mischer	164
8.2.	Optisch-elektronische Nichtlinearität	167
8.2.1.	Ansteuerung der kurznachleuchtenden Röhre	167
8.2.2.	Detektor-Vorverstärker	171
8.3.	Aufbau des zweidimensionalen Transversalfilters	173
8.3.1.	Allgemeines	173
8.3.2.	Analog-Digital-Wandler und Takterzeugung	174
8.3.3.	Zeilenverzögerung	177
8.3.4.	Filterbaustein für 7 Koeffizienten	178
8.3.5.	Hauptsummierverstärker	179
8.4.	Aufbau des Pseudo-Stereo Versuchssystems	180
8.4.1.	Allgemeines	180
8.4.2.	Ansteuerschaltung für die Zeilenspeicher	180
8.4.3.	Zeilenspeicher	182
8.4.4.	Umschaltung der Zeilenspeicher	183
8.4.5.	Differenzierer und Ansteuerung der Oszillatoren	185
8.4.6.	Taktfrequenzerzeugung	185
8.4.7.	Taktzähler und Taktumschaltung	186

1. Einleitung

Bei der Einführung des Fernsehens vor nunmehr fast einem halben Jahrhundert war zunächst nicht an technisch-wissenschaftliche Anwendungen gedacht, sondern an den Markt, den wir heute als "Consumer-Elektronik" bezeichnen. Man wollte ein neues Medium für die Nachrichtenübertragung und Unterhaltung schaffen, und dementsprechend wurden in den folgenden Jahren die auch heute noch gültigen Normen entworfen.

Aus technischen Gründen konnte damals nicht vermieden werden, daß ein Teil der Kapazität des Übertragungskanal ungenutzt blieb. Das betrifft die Zeilen- und Halbbildwechsel-Tastlücken, oder die Lücken im Frequenzband, das beim zunächst eingeführten Schwarzweiß-Fernsehen Anteile nur um die Vielfachen der Zeilenfrequenz aufwies. Später konnten diese Reserven für die Einführung des Farbfernsehens bzw. die gerade im Aufbau befindlichen Videotextsysteme genutzt werden. Andere "Reserven" des ursprünglichen Konzepts sind bis heute ungenutzt, etwa die um den reziproken KELL-Faktor höhere "Auflösung" eines Videobildes in vertikaler Richtung gegenüber der horizontalen, eine Folge der horizontal analogen, aber vertikal diskreten Bildübertragung.

Trotz der für technisch-wissenschaftliche Zwecke nicht gerade optimalen Norm (Höhen/Breiten-Verhältnis 3:4, Zeilensprungverfahren, nichtlineare Kennlinie $y=x^{\gamma}$ mit $\gamma \approx 1,3$, geringe Auflösung, usw.), hat sie sich dennoch für viele Anwendungsfälle als tragfähig erwiesen, so daß man heute in vielen technischen Fernsichtanwendungen (in der Medizintechnik, Computersichtgeräten, Bildeingabe an Rechner, Mikroskopie, Überwachungsaufgaben usw.) Geräte findet, die nach den gleichen - oder nur leicht modifizierten Standards wie das Unterhaltungsfernsehen arbeiten. Allerdings ist hierbei zwischen Bildaufnahme und -wiedergabe außer einer Übertragung oft noch eine Bild-



verarbeitung zu erledigen. Beispiele hierfür sind lineare Filterung, nichtlineare Übertragungskennlinien oder nichtlineare Algorithmen, wie sie etwa in der Mustererkennung verwendet werden. Außerdem verwendet man hier Bildaufbereitungsverfahren wie die Darstellung in Pseudofarben, bei der man das Farberkennungsvermögen des Betrachters für die Vermittlung einer sonst nicht so deutlich darstellbaren Information nutzt.

Ansatzweise war "Bildverarbeitung" bereits in der "Frühzeit" des Fernsehens präsent: in Form einer γ -Korrektur des Signals der Bildaufnahmeöhre, als Frequenzgang-Kompensation der Videoverstärker, als horizontale oder vertikale Apertur-Korrektur oder bei der Signalaufbereitung für die Farbübertragung. Die beiden letztgenannten Beispiele zielen bereits auf eine "vertikale" Filterung des Bildsignals.

Ein gemeinsames Merkmal der gerade genannten Beispiele ist, daß die Verfahren mit dem gleichen Informationsfluß arbeiten, wie ihn das von einer Kamera gelieferte Signal besitzt. In diesem Sinne soll in dieser Arbeit der Begriff "Echtzeitverhalten" verstanden werden.

Eine Echtzeit-Bildverarbeitung wird man immer dann anstreben, wenn die "Eingabedaten" (=Bilder) sich zeitlich ändern und nur eine kurze Verzögerung zwischen Ein- und Ausgabe zulässig ist, wie etwa bei Überwachungsaufgaben oder interaktiven Methoden.

In anderen Bildverarbeitungsaufgaben kann auf Echtzeitverhalten verzichtet werden: in den Fällen, wo sich der Bildinhalt mit der Zeit gar nicht – oder nur sehr langsam – ändert, wie bei der Computertomographie, der Verarbeitung von Satellitenbildern usw., kann man eine genauere, aber auch langsamere Bildverarbeitung mit Hilfe von digitalen Bildspeichern und Spezialrechnern vornehmen.

1.1. Allgemeines zu den vorgestellten Verfahren

In dieser Arbeit werden einige Möglichkeiten einer Bildverarbeitung mit Hilfe der Videotechnik beschrieben, wobei in jedem Fall die volle örtliche und zeitliche Auflösung einer Fernsehübertragung erhalten bleiben kann. Bei allen vorgestellten Methoden können übliche Kameras und Monitore verwendet werden, eine Anpassung an alle bekannten Videonormen ist ohne weiteres möglich.

Allerdings ist eine Aufbereitung des von einer Videokamera gelieferten, sogenannten "BAS"-Signals (Bild-Austast-Synchron-Signal) notwendig, die im Anhang näher beschrieben wird. Aus dem verarbeiteten Bildsignal läßt sich in jedem Fall wieder ein BAS-Signal erzeugen (siehe Anhang), das dann etwa zur Ansteuerung eines üblichen Monitors dienen kann.

Bei den vorgestellten Verarbeitungsmethoden handelt es sich im ersten Teil um eine optisch-elektronische Methode zur Erzeugung beliebiger Punkt-zu-Punkt Nichtlinearitäten. Sie beruht auf einer Darstellung des Videosignals als Oszillogramm auf einem Leuchtschirm, der auf eine ortsabhängige Transparenz optisch abgebildet wird. Das von der Transparenz durchgelassene Licht wird detektiert und das Detektorausgangssignal wieder als Videosignal verwendet.

Im Weiteren werden einige Möglichkeiten der (elektronischen) ein- und zweidimensionalen Filterung von Videosignalen erörtert und zum Teil in Beispielen dargestellt. Eine Methode zur zweidimensionalen Filterung wird genauer beschrieben. Es handelt sich um ein Transversalfilter, bei dem die notwendigen Zeitverzögerungen mit digitalen Komponenten, die Koeffizientenmultiplikationen und die Summationen aber in analoger Technik durchgeführt werden.

Als Alternative und Ergänzung zur Pseudofarben-Methode, bei der man das Farbunterscheidungsvermögen eines Betrachters zur Darstellung zusätzlicher oder sonst nur schlecht wahrnehmbarer Informationen in Schwarzweiß-Bildern benutzt, werden schließlich Möglichkeiten diskutiert und ein Konzept vorgestellt, die es erlauben, Pseudo-Stereo-Darstellungen von zweidimensionalen Einzelbildvorlagen zu erhalten.

Da sich die Teilbilder eines Stereobildpaares durch kleine Verzeichnungen (nur) in horizontaler Richtung unterscheiden, lag die Verwendung der Videotechnik nahe. Diese Verzeichnungen wurden durch Abtastung mit einem zeitvariablen Takt, einer Zwischenspeicherung der Abtastwerte und einer Auslesung des Zwischenspeichers mit einem festen Takt erreicht.

Für die Gewinnung einer Höheninformation aus dem ursprünglichen Bild – die mit dem "natürlichen" Höhenprofil im allgemeinen nichts zu tun hat – lassen sich die beiden vorher beschriebenen Methoden zur nichtlinearen Verarbeitung und zur linearen, zweidimensionalen Filterung vorteilhaft einsetzen.

Am Ende der jeweiligen Kapitel werden einige Experimente als Anwendungsbeispiele dargestellt.

2. Optisch-elektronische Erzeugung beliebiger Nichtlinearitäten

Das im Folgenden beschriebene Verfahren geht auf einen Vorschlag von A.W. LOHMANN /2.1./ zurück. Einen ähnlichen Aufbau hatte bereits W. SWINDELL 1970 vorgeschlagen /2.2./. Ausgangspunkt war die Überlegung, daß rein optische Verfahren zur Erzeugung von Nichtlinearitäten schwierig zu realisieren sind, vgl. /2.3./, und auch rein elektronische Verfahren Schwierigkeiten bereiten, insbesondere, wenn etwa orts- bzw. zeitvariante Nichtlinearitäten gefordert sind. Eine kurze Zusammenfassung und einige Anwendungsbeispiele des Verfahrens wurden bereits in /2.4./ veröffentlicht.

2.1. Prinzip und theoretische Möglichkeiten und Grenzen

Eine Videokamera als Bildwandler bewirkt eine Koordinatentransformation einer zwei- bzw. dreidimensionalen Intensitätsverteilung $I_1(x_A, y_A)$ bzw. $I_1(x_A, y_A, t)$ in ein eindimensionales elektrisches Zeitsignal $u(t)$.

Man kann auf dieses Signal nun eine weitere Koordinatentransformation anwenden, indem man $u(t)$ als eine Ortskoordinate $y(t)$ einer Ebene darstellt, also die Transformation $y(t) = K_1 \cdot u(t)$, $K_1 = \text{Konstante}$, vornimmt. Die zweite Ortskoordinate x steht dann noch als freier Parameter zur Verfügung; sie kann konstant gewählt werden, oder eine zunächst beliebige Zeitabhängigkeit $x(t)$ aufweisen.

Markiert man den Ort (x, y) durch einen Lichtpunkt konstanter Intensität I_0 , dann erhält man wieder eine Intensitätsverteilung $I(x, y, t)$,

die allerdings zu jedem Zeitpunkt t_0 nur aus einem einzigen Lichtpunkt besteht:

$$I(x, y, t_0) = \begin{cases} I_0 & \text{für } x=x_0, y=y_0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Näherungsweise läßt sich diese Transformation mit Hilfe einer Oszillographenröhre mit sehr kurzer Nachleuchtdauer realisieren. Bringt man nun unmittelbar hinter die Ebene von $I(x, y, t)$ eine Transparenz mit der Transmission $T(x, y)$ und detektiert das hindurchgehende Licht mit einem geeigneten Empfänger, so erhält man wieder ein eindimensionales Zeitsignal

$$u_{\text{DET}}(t) = K_2 I_0 T(x(t), y(t));$$

K_2 ist dabei eine Konstante, die den (zunächst als von x und y unabhängig angenommenen) optischen Wirkungsgrad und die Detektorempfindlichkeit beschreibt. Über die Transmission der Transparenz läßt sich nun jedem Ort (x, y) ein beliebig wählbarer Ausgangssignalwert $u_{\text{DET}}(x, y)$ zuordnen, und damit auch – etwa für $x=\text{const.}$ – jedem $u(t)$ ein beliebiges $u_{\text{DET}}(t)$. Das Zeitsignal $u_{\text{DET}}(t)$ läßt sich wieder als Videosignal interpretieren und als Intensitätsverteilung $I_M \cdot T(x_A, y_A, t)$ auf einem Monitor darstellen.

Bild 2.1. zeigt den prinzipiellen Aufbau dieses Systems.

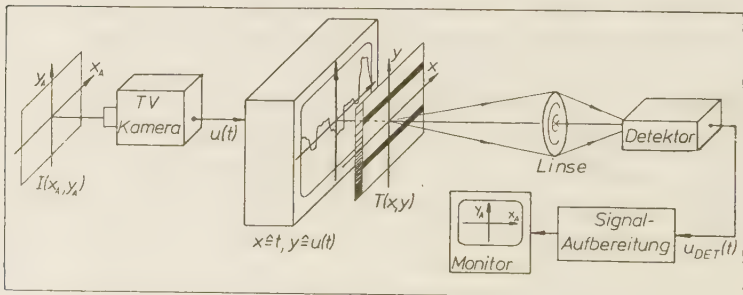


Bild 2.1.: Prinzipieller Aufbau des nichtlinearen TV-Systems

2.1.1. Eigenschaften des Systems

Das Verfahren erlaubt eine im Rahmen des Dynamikbereiches der Videokomponenten beliebige Zuordnung der Intensität des Ausgangsbildes zur Intensität des Eingangsbildes. Für eine feste Nichtlinearität wird dabei nur eine Ortsrichtung (y) der Transparenz benötigt. Die zweite (x) kann dazu verwendet werden, eine in x_A und y_A ortsvariante Nichtlinearität zu erzielen. Wird beispielsweise eine sich in x_A -Richtung ändernde Nichtlinearität gewünscht, dann wird man ein periodisches, mit der Zeilenfrequenz synchrones $x(t)$ wählen, z.B. mit einer periodisch linearen Zeitabhängigkeit ("Sägezahnsignal"). Damit läßt sich jedem Wert von x_A ein bestimmter Wert von x zuordnen; über die Abhängigkeit der Transmission $T(x, y)$ von der zweiten Ortskoordinate y läßt sich dann für jeden Wert von x und damit auch von x_A eine andere Nichtlinearität festlegen.

Auch eine zeitvariante Nichtlinearität läßt sich in einfacher Weise durch Verschieben der Transparenz in y -Richtung oder auch durch Verwendung eines Filmstreifens anstelle einer Einzeltransparenz erreichen.

Im letztgenannten Fall könnte man das System auch als Lichtpunkt-abtaster für den Filmstreifen mit beliebigem, durch $x(t)$ und $y(t)$ festgelegtem, Abtastweg betrachten.

Ein weiterer freier Parameter, die Intensität des Leuchtflecks, erlaubt eine zusätzliche Multiplikation des Ausgangssignals mit einem weiteren Zeitsignal. Insbesondere erhält man so auch das Produkt zweier Videosignale bei Verwendung eines in y -Richtung linearen Graukeils als Transparenz und der Steuerung der Leuchtfleckintensität bzw. der y -Koordinate des Leuchtfleckortes durch die beiden Signale.

Eine naheliegende digital-elektronische Realisierung beliebiger (aber fester, bzw. nur "langsam" veränderlicher) Nichtlinearitäten wäre die Speicherung der Funktionswerte in einer Tabelle, z.B. realisiert

durch einen Festwertspeicher (ROM), wobei die quantisierte Eingangsgröße $(u(t))_Q$ als Adresse benutzt wird. Den größten Aufwand einer solchen Realisierung für den Frequenzbereich eines Videosignals verursacht der dafür notwendige A/D-Wandler, der auch die erreichbare Graustufenauflösung im Eingangsbild auf ca. 8 Bit (1981) begrenzt.

Das beschriebene Verfahren liefert eine vergleichbare Grauauflösung bei etwa vergleichbarem Aufwand, mit dem Vorteil, daß im Ausgangsbild keine Quantisierungsstufen sichtbar werden können, die bei digitaler Realisierung insbesondere bei stark gekrümmten Nichtlinearitäten stören könnten.

2.1.2. Realisierungsprobleme

Die Brauchbarkeit der beschriebenen Anordnung zur nichtlinearen Verarbeitung von Videosignalen wird außer durch das Rauschen und die anderen Unvollkommenheiten ihrer elektronischen Komponenten insbesondere durch die Auslegung ihres optischen Teils bestimmt. Hierbei sind u.a. die Leuchtfleckgröße und die Schärfe der Abbildung des Schirmbildes auf die Transparenz zu berücksichtigen. Im Unterabschnitt 2.1.2.2. wird zur Beschreibung der Auswirkung der Leuchtfleckgröße der Begriff "Grauauflösung" eingeführt. Zunächst soll aber gezeigt werden, daß man auch mit einem ausgedehnten Leuchtfleck ein richtiges Ergebnis erhält, sofern die Transparenz im Bereich des Leuchtflecks durch einen linearen Graukeil angenähert werden kann.

2.1.2.1. Lineare Näherung

Eine lineare, in Ort und Zeit invariante Übertragung mit der beschriebenen Anordnung erfordert eine Transparenz, deren Transmission linear

(nur) von der y -Koordinate abhängt. Nimmt man eine Normierung so vor, daß die Transmission Werte zwischen 0 und 1 im nutzbaren Bereich $-y_{\max} \leq y \leq y_{\max}$, $-x_{\max} \leq x \leq x_{\max}$ annimmt, dann läßt sich für den Fall eines "linearen Graukeils" angeben

$$T(x, y) = T(y) = 0,5 + \frac{y}{2y_{\max}}, \text{ mit } |x| \leq x_{\max}, |y| \leq y_{\max}.$$

$$\text{Mit } y(t) = K_1 \cdot u(t) \text{ und } u_{\text{DET}}(t) = K_2 \cdot I_0 \cdot T(x(t), y(t))$$

(vergleiche Abschnitt 2.1.) erhält man dann

$$u_{\text{DET}}(t) = K_2 \cdot I_0 \cdot \left(0,5 + \frac{K_1 \cdot u(t)}{2y_{\max}} \right) = 0,5 K_2 \cdot I_0 + \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot I_0}{2y_{\max}} u(t),$$

also die gewünschte lineare Beziehung zwischen $u_{\text{DET}}(t)$ und $u(t)$. Auch im allgemeineren Fall, daß die Transparenz in y -Richtung einen beliebig nichtlinearen Transmissionsverlauf aufweist (aber keine Abhängigkeit der Transmission von der x -Koordinate besteht), erhält man in gleicher Weise die gewünschte Beziehung zwischen $u(t)$ und $u_{\text{DET}}(t)$.

Bisher wurde eine punktweise Zuordnung zwischen dem Eingangssignal $u(t)$ und der das Ausgangssignal bestimmenden Stelle $x(t), y(t)$ der Transparenz angenommen.

Tatsächlich hängt das Ausgangssignal $u_{\text{DET}}(t)$ aber infolge der Ausdehnung und Intensitätsverteilung des Leuchtflecks und der optischen Abbildung des Leuchtflecks auf die Transparenz immer von einem gewissen Bereich der Transparenz um den idealen Ort $(x(t), y(t))$ herum ab.

Dieses Verhalten läßt sich durch eine Bewertungsfunktion $B(x, y)$ beschreiben, mit der über eine Umgebung des Zentrums $(x(t), y(t))$ des auf die Transparenz abgebildeten Leuchtflecks integriert wird.

Zu einem Zeitpunkt t_0 mit $x(t_0) = x_0$ und $y(t_0) = y_0$ erhält man somit:

$$u_{\text{DET}}(t_0) = K_2 \cdot I_0 \cdot \int_{-y_{\max}}^{+y_{\max}} \int_{-x_{\max}}^{+x_{\max}} T(x, y) \cdot B(x - x_0, y - y_0) \, dx \, dy.$$

$K_2 I_0$ ist ein konstanter Faktor, der den Wirkungsgrad von Detektor und Optik sowie die erzeugte Lichtintensität beschreibt.

$B(x, y)$ sei als radialsymmetrisch und endlich ausgedehnt angenommen, also

$$B(x, y) = B(r \cdot \cos \varphi, r \cdot \sin \varphi) = B(r), \text{ wobei } \begin{cases} B(r) > 0 \quad \forall r < r_0 \\ B(r) = 0 \quad \forall r \geq r_0 \end{cases} .$$

$B(r)$ sei außerdem so normiert, daß

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{r_0} r B(r) dr d\varphi = \iint_F B(x, y) dx dy = 1 .$$

Durch die Normierung wird erreicht, daß $u_{DET} = K_2 I_0$ für $T(x, y) = 1$. Da sich die Transparenz in x-Richtung nicht ändert, muß die Integration in x-Richtung nur über die Bewertungsfunktion vorgenommen werden, sie liefert mit der Abkürzung $y_1 = y - y_0$:

$$\int_{-x_{\max}}^{+x_{\max}} B(\sqrt{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}) dx = \int_{-r_0}^{r_0} B(\sqrt{x^2 + y_1^2}) dx = B_y(y_1),$$

mit $B_y(y_1) > 0$ für $|y_1| < r_0$, $B_y(y_1) = 0$ für $|y_1| \geq r_0$

und $B_y(y_1) = B_y(-y_1)$ sowie $\int_{-r_0}^{r_0} B_y(y_1) dy_1 = 1 .$

Man kann nun einen stetigen Transmissionsverlauf in y-Richtung in einer Umgebung von y_0 als Taylor-Reihenentwicklung ansetzen:

$$T(x, y) = T(y) = T(y_0) + \frac{y-y_0}{1} T'(y_0) + \frac{(y-y_0)^2}{2} T''(y_0) + \dots + \frac{(y-y_0)^n}{n!} T^{(n)}(y_0) + \dots ,$$

dabei bedeutet $T'(y_0)$, $T''(y_0)$, $T^{(n)}(y_0)$ den Wert der ersten (zweiten, n-ten) Ableitung von $T(y)$ nach y an der Stelle y_0 . Nimmt man an, daß $T(y)$ im Bereich der Ausdehnung der Bewertungsfunktion durch die ersten beiden Glieder dieser Reihe ausreichend genau angenähert wird, so erhält man:

$$\begin{aligned}
 u_{DET}(t_0) &= K_2 \cdot l_0 \int_{-y_{max}}^{y_{max}} T(y) \cdot B_Y(y-y_0) dy \approx \\
 &\approx K_2 \cdot l_0 \int_{-y_{max}}^{y_{max}} (T(y_0) + (y-y_0) T'(y_0)) \cdot B_Y(y-y_0) dy = \\
 &= K_2 \cdot l_0 \int_{y_0-r_0}^{y_0+r_0} (T(y_0) + (y-y_0) T'(y_0)) \cdot B_Y(y-y_0) dy = \\
 &= K_2 \cdot l_0 \cdot T(y_0) \int_{-r_0}^{r_0} B_Y(y_1) dy_1 = K_2 \cdot l_0 \cdot T(y_0) , \\
 da \int_{y_0-r_0}^{y_0+r_0} (y-y_0) T'(y_0) \cdot B_Y(y-y_0) dy &= T'(y_0) \int_{-r_0}^{r_0} \underbrace{y_1}_{\text{ungerade}} \cdot \underbrace{B_Y(y_1)}_{\text{gerade}} dy_1 = 0. \\
 &\qquad\qquad\qquad \underbrace{\hspace{10em}}_{\text{ungerade Funktion}}
 \end{aligned}$$

Das heißt, der Wert des Ausgangssignals hängt auch für beliebig radialsymmetrische Bewertungsfunktionen (sofern diese in ihrer Ausdehnung klein im Vergleich zur Transparenz sind) unter den oben gemachten Voraussetzungen nur von der Leuchtflecklage y_0 ab, ja, es ergibt sich sogar der gleiche Wert, unabhängig von der Ausdehnung, sofern nur das Flächenintegral über $B(r)$ konstant bleibt.

2.1.2.2. Grauauflösung

Im vorigen Abschnitt mußte vorausgesetzt werden, daß die Transmission zumindest im Bereich der Bewertungsfunktion einen stetigen Verlauf aufweist. Wird mit der Bewertungsfunktion über Unstetigkeitsstellen der Transparenz hinwegintegriert, dann entstehen Fehler; insbesondere sind solche Kanteneffekte an den Rändern der Transparenz und bei binären Transparenzen zu beobachten. Wenn der Transmissionsverlauf an der Stelle y_0 einen Sprung aufweist, wird sich das Ausgangssignal in Abhängigkeit von y an dieser Stelle nicht auch sprunghaft (wie gewünscht) ändern, sondern kontinuierlich, wobei die Übergangsflanke zur Mitte bei y_0 punktsymmetrisch sein wird, bei einer Gesamtbreite von $2r_0$.

Wenn es sich um eine periodische, binäre Transparenz handelt, muß somit die Streifenbreite mindestens $2r_0$ betragen, um noch den vollen möglichen Spannungshub des Ausgangssignals zu erreichen. Dies ermöglicht eine praktikable Definition des Begriffes "Grauauflösung": Grauauflösung G = Anzahl der Streifen einer binären Transparenz, bei der der Spitze-Spitze-Wert des Ausgangssignals gerade noch 50 % des maximal möglichen Wertes erreicht. Dieser entspricht der Differenz der Ausgangssignale für maximale und minimale Transparenz über die gesamte Fläche, bei sonst gleichen Bedingungen.

Anmerkung: diese Definition funktioniert auch dann noch näherungsweise, wenn die Voraussetzung einer endlich ausgedehnten Bewertungsfunktion fallen gelassen wird, und man die Messung für eine Leuchtflecklage nahe der optischen Achse vornimmt.

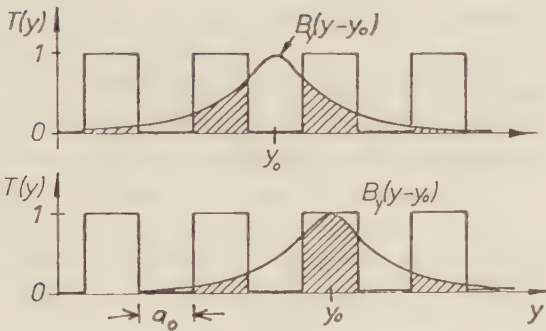


Bild 2.2.: Zur Messung der Grauauflösung

Unter den gemachten Voraussetzungen kann die Messung der Grauauflösung auch so erfolgen, daß man die Breite a_0 eines Spaltes am Ort der Transparenz mißt, der eine Verringerung der Ausgangsspannung auf maximal 75 % der Ausgangsspannung bei weggenommenem Spalt ergibt, sofern $r_0 < \frac{3}{2}a_0$ ist.

Dazu ein Beispiel: für eine Bewertungsfunktion

$$B(r) = \begin{cases} \text{const.} & \text{für } r < r_0 \\ 0 & \text{für } r \geq r_0 \end{cases}$$

ergibt sich $a_0 \approx 1,27 r_0 = 0,635 \cdot (2r_0)$

und damit ein Auflösungsvermögen von

$$G = \frac{2y_{\max}}{a_0} = \frac{2y_{\max}}{2r_0} \cdot 1,575$$

Da man annehmen kann, daß reale Bewertungsfunktionen von der Mitte aus monoton abfallen, kann man diesen Wert als Abschätzung verwenden. Allerdings wird man meist kleinere Werte erhalten, da bisher die optische Abbildung des Leuchtflecks auf die Transparenz als ideal angenommen wurde.

$$\int_{-\infty}^{\infty} B_y(y) dy = 1$$

a) Ausgangssignal minimal:

$$I(y_0) = \int T(y) B_y(y-y_0) dy = 0,25$$

b) Ausgangssignal maximal:

$$I(y) = \int T(y) B_y(y-y_0) dy = 0,75$$

2.1.2.3. Transparenz in Kontakt zur Frontscheibe

Im einfachsten Fall kann man die Transparenz in direkten Kontakt zur Frontscheibe der Bildröhre bringen, und das Oszillogramm verkleinert auf die aktive Fläche des Detektors abbilden, wie in Bild 2.3. dargestellt.

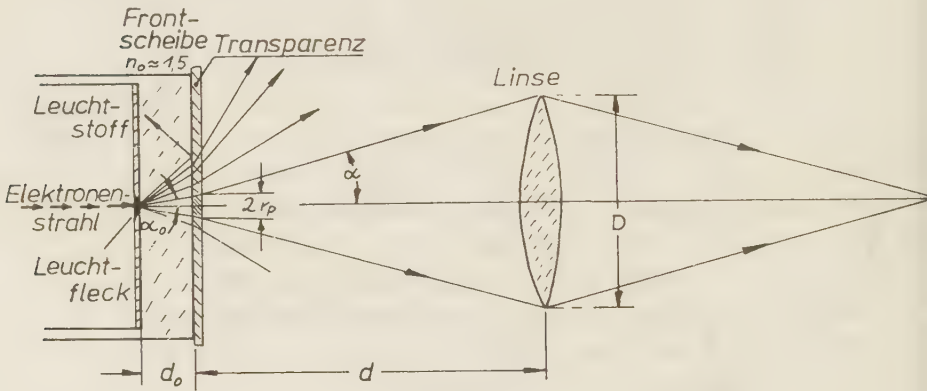


Bild 2.3.: Transparenz auf der Bildröhren-Frontscheibe

- n_0 : Brechungsindex des Frontscheibenglases
- d_0 : Dicke der Frontscheibe
- d_L, D : Abstand und Durchmesser der Linse
- α_0, α : Winkel der Randstrahlen der optischen Abbildung zur Achse in den verschiedenen Medien
- r_p : Radius des Schnittkreises der Randstrahlen mit der Transparenz

Für eine gute Grauauflösung des Systems sollte dabei die von den Randstrahlen der Abbildung eines Punktes des Leuchtflecks begrenzte, wirksame Fläche $A = \pi \cdot r_p^2$ der Transparenz möglichst klein sein, und

damit bei gegebener Dicke der Frontscheibe und ihres Brechungsindex n_0 auch der Raumwinkel Ω_α der Abbildung selbst. Dem entgegen steht die Forderung, einen möglichst großen Anteil des erzeugten Lichtes zum Detektor zu bringen, um ein günstiges Signal/Rausch-Verhältnis des Detektorausgangssignals zu erzielen. Einen brauchbaren Kompromiß kann man erhalten, indem man die Größe $2r_p$ (durch geeignete Wahl von Abbildungsmaßstab und Linsenbrennweite) etwa genauso groß macht wie den (effektiven) Leuchtfleckdurchmesser.

Ein Beispiel: Mit einem Leuchtfleckdurchmesser $2r_L = 0,4 \text{ mm}$

sowie $n_0 = 1,5$ und $d_0 = 10 \text{ mm}$ erhält man mit

$$2r_L \approx 2r_p \approx 2\alpha \frac{d_0}{n_0}$$

den Winkel α zu $\alpha \approx 1,7^\circ$, das entspricht einer "numerischen Apertur" $A_n = \tan \alpha = 0,03$.

Der Raumbereich, unter dem die Linse von einem Punkt des Leuchtflecks aus erscheint, ergibt im Schnitt mit der Ebene der Transparenz für achsnahe Leuchtflecklage näherungsweise eine Kreisscheibe mit dem Radius r_p , durch die Licht, das von dem betreffenden Punkt ausgesendet wurde, zum Detektor gelangen kann.

Man erhält daraus eine Bewertungsfunktion $B(x, y)$, die das Faltungsprodukt der Leuchtdichtefunktion $L(x, y)$ des Leuchtflecks mit dieser Kreisscheibe darstellt:

$$\text{Mit } \text{circ}\left(\frac{\sqrt{x^2+y^2}}{r_p}\right) = \begin{cases} 1 & \text{für } \sqrt{x^2+y^2} \leq r_p \text{ (Kreisscheibe)} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$$\text{wird } B(x, y) = \int_{x'=-\infty}^{\infty} \int_{y'=-\infty}^{\infty} L(x', y') \text{circ}\left(\frac{\sqrt{(x-x')^2+(y-y')^2}}{r_p}\right) dx' dy'$$

Da die Leuchtdichtefunktion in den meisten praktisch interessierenden Fällen zirkulärsymmetrisch sein wird, d.h.:

$$L(x, y) = L(\sqrt{x^2+y^2}) = L(r) \text{ mit } r = \sqrt{x^2+y^2},$$

handelt es sich dabei i.A. um die Faltung zweier zirkulärsymmetrischer Funktionen, die eine wiederum zirkulärsymmetrische Bewertungsfunktion $B(\sqrt{x^2+y^2}) = B(r)$ ergibt.

Solche (zweidimensionalen) Faltungsoperationen lassen sich mit Hilfe der HANKEL-Transformation (einem Spezialfall der zweidimensionalen FOURIER-Transformation) auf die Multiplikation eindimensionaler Funktionen zurückführen. (/2.6./, S.140ff.)

Einer Funktion $f(r)$ wird dabei ihre HANKEL-Transformierte

$$\mathcal{H}\{f(r)\} = \bar{f}(w) = \int_0^{\infty} r \cdot f(r) \cdot J_0(wr) dr \quad \text{zugeordnet;}$$

$J_0(wr)$ bedeutet dabei die BESSEL-Funktion erster Art und nullter Ordnung, r und w sind die (nichtnegativen) Variablen im Original- und Bildraum.

Die Rücktransformation $\mathcal{H}^{-1}\{\bar{f}(w)\} = f(r)$ erhält man mit

$$f(r) = \int_0^{\infty} w \cdot \bar{f}(w) J_0(rw) dw$$

Einer Faltung entspricht, abgesehen von einem Faktor 2π , die Rücktransformierte des Produktes der einzelnen Transformaten: (das Symbol $**$ steht für die zweidimensionale Faltungsoperation):

$$g(r) = f_1(r) ** f_2(r) = \mathcal{H}^{-1}\{2\pi \bar{f}_1(w) \cdot \bar{f}_2(w)\}$$

Nimmt man nun z.B. einen runden Leuchtfleck (Radius r_L) konstanter Leuchtdichte L_0 an, also

$$L(r) = L_0 \text{ circ}(r/r_L) = \begin{cases} L_0 & \text{für } r \leq r_L \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

und setzt weiter voraus: $r_L = r_p$, dann erhält man unter Verwendung von

$$\mathcal{H}\{\text{circ}(r/r_L)\} = r_p \cdot \frac{J_1(r_p w)}{w}$$

eine Bewertungsfunktion

$$B(r) = \mathcal{H}^{-1}\left\{2\pi L_0 \left(r_p \frac{J_1(r_p w)}{w}\right)^2\right\} = \begin{cases} L_0 r_p^2 \left[2 \arccos\left(r/2r_p\right) - \frac{r}{r_p} \sqrt{1 - \left(\frac{r}{2r_p}\right)^2}\right] & \text{für } r \leq 2r_p \\ 0 & \text{für } r > 2r_p \end{cases}$$

2.1.2.4. Modifikation der Anordnung

Der Einfluß der Frontscheibendicke auf die Grauauflösung läßt sich durch die Verwendung einer Röhre mit Faserplatten-Frontscheibe oder durch die Anordnung der Transparenz in der Ebene einer Zwischenabbildung vermeiden. Allerdings geht dann die Qualität dieser optischen Abbildung (Verzeichnung, Astigmatismus, Bildfeldwölbung etc.) ein, und es sind einige Randbedingungen zu beachten. Die Gegenstandsgröße (= Größe des Schirmbildes) und die Bildgröße am Ausgang des optischen Systems (aktive Detektorfläche) können als gegeben angesehen werden, die Größe der Transparenz wird dazwischen liegen; eine obere Grenze stellt die Größe des Schirmbildes dar, da eine Vergrößerung nicht sinnvoll erscheint, eine untere ist durch das Auflösvermögen des photographischen Films gegeben, mit dem die Transparenz hergestellt wird.

Da es nicht notwendig ist, in der Detektorebene ein scharfes Bild zu erzeugen, sondern nur, für jede Lage des Leuchtfleckes (ohne Berücksichtigung der Transparenz) die gleiche Strahlungsleistung auf die Detektorfläche zu bringen, kann man die Transparenz auch in die Bildebene bringen und den Detektor unmittelbar dahinter anordnen. Die Transparenz muß dazu (etwas) kleiner als die aktive Detektorfläche sein, d.h. man benötigt bei Verwendung üblicher Filme für die Transparenz eine große (und gleichmäßig empfindliche) Detektorfläche. Kommerziell sind Fotovervielfacher mit Kathodendurchmessern bis zu 200 mm erhältlich, sowie zahlreiche Typen mit Kathodendurchmessern im Bereich von 32 ... 68 mm, so daß diese Methode durchaus praktikabel erscheint (z.B. /2.7./). Bild 2.4. veranschaulicht diese Methode. Sie hat den Vorteil, daß die Grauauflösung im wesentlichen nur noch durch den Leuchtfleckdurchmesser bestimmt wird.

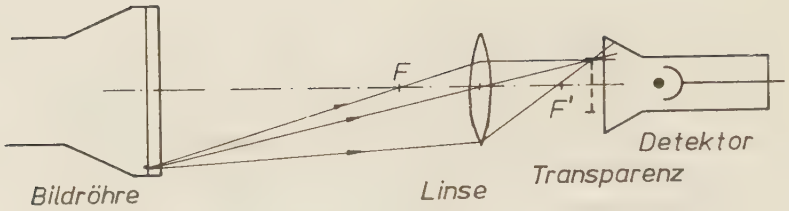


Bild 2.4.: Transparenz vor dem Detektor

2.1.2.5. Verwendung einer Zwischenabbildung

Eine Zwischenabbildung ermöglicht eine günstige Größe der Transparenz und eine Anpassung an eine gegebene Detektorfläche. Diese Methode wird damit insbesondere auch bei Verwendung von Halbleiter-Detektoren in Frage kommen.

Bild 2.5. zeigt den prinzipiellen Aufbau für diese Methode.

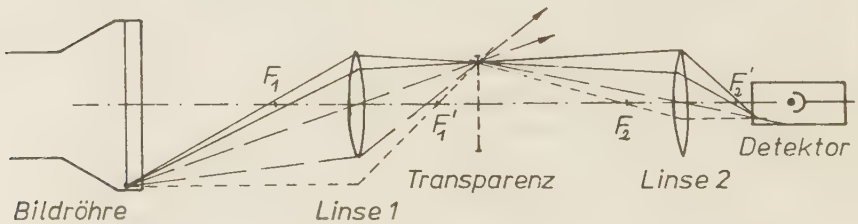


Bild 2.5.: Transparenz in der Ebene einer Zwischenabbildung

Um Abschattungen an der Fassung der Linse 2 zu vermeiden (wie in Bild 2.5. angedeutet), die ja zusätzliche Nichtlinearitäten bedeuten würden, müßte allerdings der Durchmesser der Linse 2 einen unrealistisch großen Wert aufweisen. Abhilfe schafft eine weitere Linse (Feldlinse) direkt hinter der Transparenz. Diese Linse hat die Aufga-

be, die vom Leuchtfleck kommenden Strahlen in (bzw. hinter) der Ebene der Zwischenabbildung so abzulenken, daß sie durch die Linse 2 treffen bzw. direkt auf die Detektorfläche fallen. Dazu muß die Feldlinse die Linse 1 auf die Linse 2 bzw. auf die Detektorfläche abbilden. Bild 2.6. zeigt diesen Aufbau, zur Vereinfachung wurden die Linsen als "dünne Linsen" angenommen.

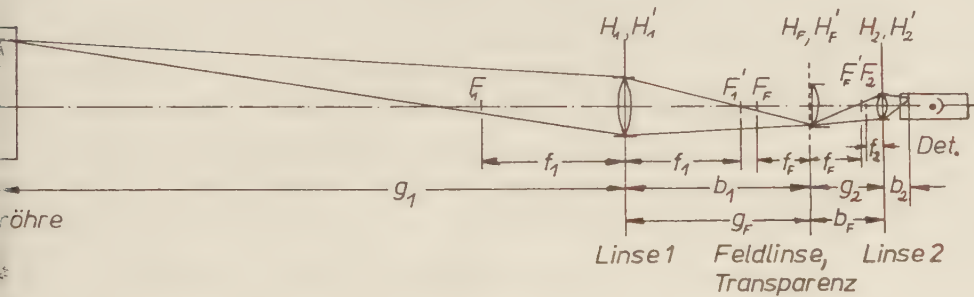


Bild 2.6.: Transparenz und Feldlinse in der Ebene einer Zwischenabbildung, eingezeichnet sind die Randstrahlen der opt. Abbildung des Leuchtflecks auf den Detektor.

Berechnungsbeispiel zu Bild 2.6.:

Gegeben sei eine Bildschirmgröße von 80 x 100 mm (Diagonale $D_o \approx 128$ mm) und eine Transparenzgröße von 24 x 36 mm (Kleinbildfilm) sowie ein Abstand der ersten Linse von etwa 600 mm bei einem Durchmesser von ca. 60 mm (um einen ausreichenden Lichtstrom bei noch geringer Abhängigkeit von der Leuchtflecklage zu erhalten).

Der Abbildungsmaßstab der ersten Abbildung ist damit bestimmt zu:

$$m_1 = \frac{24}{80} = 0,3; \text{ aus } \frac{b_1 - f_1}{f_1} = \frac{f_1}{g_1 - f_1} = m_1 \text{ folgt } f_1 = g_1 \frac{m_1}{1 + m_1};$$

damit wird $f_1 = 138,5 \text{ mm}$.

Wählt man $f_1 = 135 \text{ mm}$, $D_1 = 55 \text{ mm}$, dann wird $g_1 = 585 \text{ mm}$,
 $b_1 = 175,5 \text{ mm}$.

Die Feldlinse soll die Linse 1 verkleinert in die Linse 2 abbilden, dabei gilt $g_F \approx b_1$.

Ihr Durchmesser muß mindestens betragen $D_F \gg m_1 \cdot D_0 = 38,4 \text{ mm}$.

Man benötigt eine Brennweite $f_F < \frac{1}{2} b_1$.

Wählt man $f_F = 50 \text{ mm}$ und $D_F = 40 \text{ mm}$,

dann folgt aus $m_F = \frac{f_F}{g_F - f_F} = \frac{b_F - f_F}{f_F}$: $m_F \approx 0,4$; $b_F = 70 \text{ mm}$.

Die Linse 2 soll das Zwischenbild weiter verkleinert auf die Detektorfläche abbilden; dabei gilt $g_2 = b_F$ und damit

$$f_2 < 0,5g_2 = 0,5b_F.$$

Ihr Durchmesser muß mindestens betragen $D_2 \gg D_1 \cdot m_F = 22 \text{ mm}$.

Wählt man $f_2 < 35 \text{ mm}$ zu $f_2 = 20 \text{ mm}$, dann erhält man aus

$$m_2 = \frac{f_2}{g_2 - f_2} = \frac{b_2 - f_2}{f_2} \quad \text{einen Abbildungsmaßstab} \quad m_2 = \frac{f_2}{b_F - f_2} = 0,4$$

$$\text{sowie eine Bildweite} \quad b_2 = \frac{f_2^2}{b_F - f_2} + f_2 = 28 \text{ mm}$$

Der benötigte Detektordurchmesser errechnet sich zu

$$D_D = D_F \cdot m_2 = 16 \text{ mm}.$$

2.1.3. Einfluß der Leuchtflecklage

2.1.3.1. Näherung für kleine Apertur

Unter der Annahme, daß das Ausgangssignal des Detektors proportional der durch die erste Linse gehenden Strahlungsleistung ist (und zwar unabhängig von der Leuchtflecklage), soll nun noch die Abhängig-

keit des Detektorsignals von der Leuchtflecklage abgeschätzt werden, bzw. die durch den Abstand $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ des Leuchtflecks von der opt. Achse verursachte, zusätzliche Nichtlinearität des Systems. /2.8/ Die durch Linse 1 tretende Strahlenleistung Φ_e ist das Integral der Strahlstärke I_e über den Raumwinkelbereich, unter dem die Linsenfläche bezüglich des Leuchtflecks erscheint:

$$\Phi_e = \int_{\text{Linsenfläche}} I_e(\epsilon) d\Omega_\alpha.$$

Unter der Annahme kleiner Raumwinkel gilt $\Phi_e \approx I_e(\epsilon) \cdot \Omega_\alpha$.

Mit der Definition des Raumwinkels $\Omega_\alpha = \frac{\text{Linsenfläche}}{(\text{Abstand})^2}$, dem Durchmesser D der Linse, und der Beziehung für den Abstand des Linsenzentrums vom Leuchtfleck

$$d_{LL} = \sqrt{d_{\text{eff}}^2 + r^2}, \quad d_{\text{eff}} = d_L + \frac{d_o}{n_o} \quad (\text{siehe 2.1.2.3. und Bild 2.7})$$

$$\text{wird } \Omega_\alpha(r) = \pi \cdot \frac{D^2}{4} \cdot \frac{d_{\text{eff}}}{(d_{\text{eff}}^2 + r^2)^{3/2}}.$$

Anmerkung: mit $\cos \epsilon = \frac{d_{\text{eff}}}{d_{LL}}$, ϵ = Winkel zwischen optischer Achse

der Verbindungsgeraden durch Leuchtfleck und Linsenzentrum sowie

$I_e(\epsilon) = I_{e0} \cdot \cos \epsilon$ wird daraus die bekannte Beziehung

$$\Phi_e = I_e \cdot \cos \epsilon \cdot \pi \frac{D^2}{4} \cdot \frac{d_{\text{eff}}}{d_{LL}^3} = I_e \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{4} \cdot \cos^2 \epsilon \cdot \frac{\cos^2 \epsilon}{d_{\text{eff}}^2} = \Phi_{e0} \cdot \cos^4 \epsilon.$$

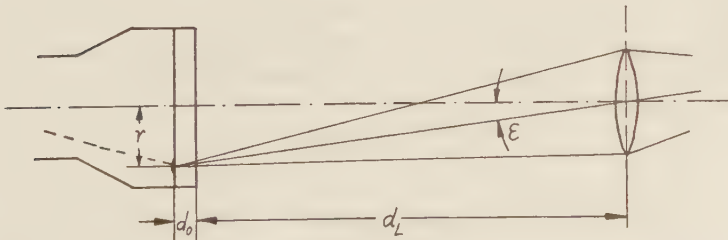


Bild 2.7: Zum Einfluß der Leuchtflecklage (siehe Text)

2.1.3.2. Abweichungen von der Näherung

Allerdings hängt die Abstrahlcharakteristik $I_e(\mathcal{E})$ des Leuchtflecks auch noch vom Abstrahlverhalten des Phosphors, der Transmission des Frontscheibenglases und der Brechung an der Grenzfläche Frontscheibe/Luft ab, d.h., die Strahlstärke wird mit wachsendem $\mathcal{E}$ stärker als mit $\cos \mathcal{E}$ zurückgehen. Da diese Faktoren für die im praktischen Aufbau verwendete Röhre im Einzelnen nicht bekannt waren, wurde ihr Einfluß experimentell bestimmt (vgl. 2.2.2.).

Ein Beispiel zum Einfluß der Leuchtflecklage:

Mit $d_{\text{eff}} = 480 \text{ mm}$, $r_{\text{max}} = 64 \text{ mm}$ und einem Linsendurchmesser $D = 60 \text{ mm}$ wird das Ausgangssignal des Detektors $u_{\text{Det}} = \text{const.} \cdot \phi_e^2$ bei der Annahme $I_e(\mathcal{E}) = I_{e0} \cdot \cos \mathcal{E}$ zu $u_{\text{Det}}(r) = \text{const.} \cdot I_{e0} \cdot \cos^4 \mathcal{E}$; mit $\mathcal{E}_{\text{max}} = \arcsin \frac{r_{\text{max}}}{d_{\text{eff}}}$, wird $\mathcal{E}_{\text{max}} = 0,134$

und damit $u_{\text{Det}}(r_{\text{max}}) = 0,965 \cdot u_{\text{Det}}(r=0)$

Wäre $I_e(\mathcal{E}) = I_{e0} \cdot \cos^2 \mathcal{E}$,

dann erhält man: $u_{\text{Det}}(r_{\text{max}}) = 0,956 \cdot u_{\text{Det}}(r=0)$

Für Anwendungen, die eine höhere Genauigkeit als etwa 5 % erfordern, muß daher der Einfluß des Abstandes des Leuchtflecks von der opt. Achse berücksichtigt werden.

Konstruktiv wäre eine Röhre mit kleinerem Schirmdurchmesser (bei gleicher rel. Auflösung) vorzuziehen. So bringt in obigem Beispiel bereits eine Reduzierung von r_{max} auf die Hälfte (bei der Annahme $I_e(\mathcal{E}) = I_{e0} \cdot \cos \mathcal{E}$ und sonst unveränderten Verhältnissen) einen Rückgang der max. Abweichung des Ausgangssignals von vorher 3,5 % auf 0,89 %.

2.1.4. Dynamisches Verhalten des Leuchtschirmes

Im Abschnitt 2.1.1. wurde vorausgesetzt, daß die "Nachleuchtdauer" des Schirmphosphors kurz gegen die Periodendauer der höchsten auftretenden Signalfrequenz sein soll.

Das Nachleuchtverhalten stellt für die meisten Phosphore eine kompliziertere Funktion von Strahlstromdichte, Elektronenenergie, Anregungsdauer und Anregungsfrequenz dar. /2.5./

Nur in Ausnahmefällen läßt es sich exakt durch eine abklingende Exponentialfunktion darstellen, meist müßte man für die Beschreibung der Nachleuchtcharakteristik eine Summe von Exponentialfunktionen ansetzen, die dann aber auch wieder nur für den gewählten Arbeitspunkt gilt. Von den Herstellern wird dabei oft nur die Zeit angegeben, nach der die Leuchtdichte eines angeregten Punktes auf 10 % des Anfangswertes zurückgegangen ist, wobei ein für die Röhre "üblicher" Arbeitspunkt vorausgesetzt wurde. Im vorliegenden Fall war diese Angabe 120 nsec für 10 %.

Beschreibt man - trotz des gerade gesagten - die Nachleuchtdauer durch eine Exponentialfunktion, so liefert das im vorliegenden Fall trotzdem eine genügend genaue, das heißt mit den Messungen kompatible, Beschreibung.

Die zum Zeitpunkt t zu beobachtende Gesamtintensität an der aktiven Fläche des Detektors wird damit zur Faltung:

$$I_{DET}(t) = \eta_{opt} \left[T(x(t), y(t)) \cdot I_s(t) \cdot s(t) \cdot e^{-t/\tau_p} \right] =$$

$$= \eta_{opt} \int_{\tau=-\infty}^t T(x(\tau), y(\tau)) \cdot I_s(\tau) \cdot e^{-\frac{t-\tau}{\tau_p}} d\tau$$

dabei ist $s(t)$: Sprungfunktion $s(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t \geq 0 \\ 0 & \text{für } t < 0 \end{cases}$

η_{opt} : Wirkungsgrad des optischen Systems

$T(x(t), y(t))$: Transmission der Maske an der Stelle $x(t), y(t)$

τ_p : Abklingzeitkonstante des Phosphornachleuchtens

$I_s(t)$: Anfangsintensität des Leucht-"punktes"

($I_s(t) = I_{so}$, sofern der Strahlstrom konstant bleibt)

Das Produkt $T(x(t), y(t)) \cdot I_s(t) = I_T(t)$ bezeichnet die durch die Maske transmittierte Anfangsintensität des Leucht"punktes". Die Fouriertransformation der obigen Gleichung ergibt

$$F \{ I_{\text{Det}}(t) \} = \eta_{\text{opt.}} \cdot F \{ I_T(t) \} \cdot \frac{\tau_p}{1 + j\omega\tau_p}.$$

Das bedeutet, daß sich nach diesem Modell das Nachleuchtverhalten des Schirmes beschreiben läßt durch einen (fiktiven) RC-Tiefpaß der Grenzfrequenz $f_g = \frac{1}{2\pi\tau_p}$ im Signalweg nach dem als linear angenommenen Detektor.

2.2. Praktische Durchführung

2.2.1. Optischer Aufbau

Die Experimente wurden mit dem bei Verwendung einiger vorhandener Komponenten (insbesondere eines Fotovervielfachers mit 32 mm Kathodendurchmesser) einfachstmöglichen optischen Aufbau durchgeführt. Die Transparenz wurde dazu direkt auf der Frontscheibe der Oszillographenröhre (nutzbare Größe: 80 x 100 mm) angebracht. Zur Anpassung an die Detektorfläche wurde eine einstufige opt. Abbildung vorgesehen. Dies ergab – gegenüber einer Anordnung des Fotovervielfachers in einer Entfernung, die den gleichen Raumwinkel der Abbildung ergeben hätte ($s \approx 265$ mm) – eine wesentliche Reduzierung des Einflusses der Leuchtfleckentfernung von der opt. Achse (vgl. 2.1.3.). Einige Einzelheiten des Aufbaus zeigt Bild 2.8.

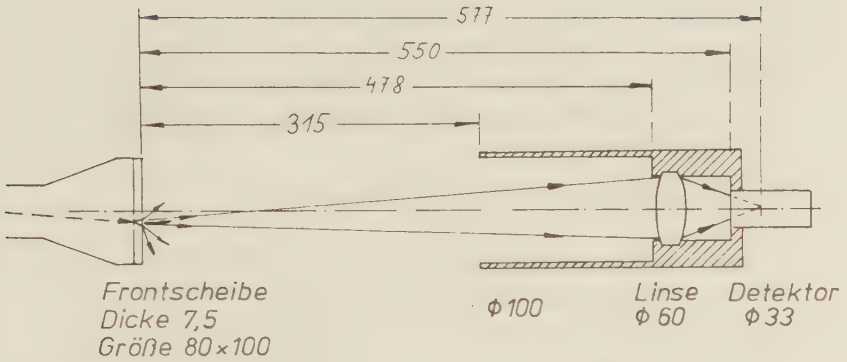


Bild 2.8: Optischer Aufbau des nichtlinearen Systems

Die Linse ($f \approx 80$ mm, $\Phi = 60$ mm nach Fassung) und der Fotovervielfacher wurden zu einer mechanischen Einheit zusammengefaßt, vor der Linse wurde noch ein Lichtschutztubus angebracht, um Streulichteinflüsse zu vermindern. Betreiben läßt sich ein solcher, teilweise offener Aufbau naturgemäß nur in verdunkelten Räumen; in der Praxis zeigte sich, daß die Streulichtempfindlichkeit nicht allzu groß ist. (Betrieb eines Monitors im gleichen Raum oder etwa offene Türen hatten keine merklichen Einflüsse.)

Der Raumwinkel $\Omega_\alpha (\mathcal{E} \approx 0)$ der Abbildung eines Leuchtflecks in Achsnähe ergibt sich mit den Angaben aus Bild 2.8 zu

$$\Omega_\alpha(0) = \frac{\pi \cdot (30 \text{ mm})^2}{(d_{\text{eff}})^2} = 3,86 \cdot 10^{-3} \cdot \pi = 1,21 \cdot 10^{-2},$$

$$\text{mit } d_{\text{eff}} \approx 478 \text{ mm} + 7,5 \text{ mm} \cdot \frac{1}{1,5} = 483 \text{ mm} \quad (\text{vgl. 2.1.3.})$$

die numerische Apertur des Systems zu $A = \frac{D/2}{d_{\text{eff}}} = 0,062$.

Weiter ergibt sich:

$$\mathcal{E}_{\text{max}} = \arctan \frac{\sqrt{x_{\text{max}}^2 + y_{\text{max}}^2}}{d_{\text{eff}}} = 0,132 \hat{=} 7,55^\circ \quad (\text{vgl. 2.1.3.})$$

und $\alpha = \arctan \frac{30 \text{ mm}}{d_{\text{eff}}} = 0,062 \hat{=} 3,55^\circ$ (vgl. 2.1.2.3.)

Abschätzung: $\Phi_e(\mathcal{E}) = \Phi_{e0} \cdot \cos^4 \mathcal{E} \longrightarrow \Phi_e(\mathcal{E}_{\text{max}}) = 0,966 \Phi_{e0}$
 $\Phi_e(\mathcal{E}) = \Phi_{e0} \cdot \cos^5 \mathcal{E} \longrightarrow \Phi_e(\mathcal{E}_{\text{max}}) = 0,957 \Phi_{e0}$

2.2.2. Grauauflösung, Einfluß der Leuchtflecklage

Da eine exakte Berechnung des Einflusses der Leuchtflecklage, wie in 2.1.3.2. bereits gesagt, nicht möglich war, wurde dieser durch eine Messung bestimmt. Bild 2.9 zeigt den Meßaufbau, Bild 2.10 das Ergebnis. Der steile Abfall im Bereich $\Delta x = 60 \dots 100 \text{ mm}$ ist nicht nur auf die $\cos^4 \mathcal{E}$ -Beziehung und die Abstrahlcharakteristik der Oszillographenröhre zurückzuführen, sondern auch auf die Abschattung durch den Lichtschutztubus.

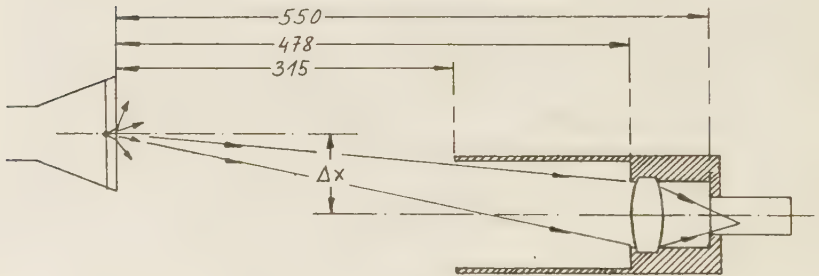


Bild 2.9: Meßaufbau zur Bestimmung des Einflusses der Leuchtflecklage

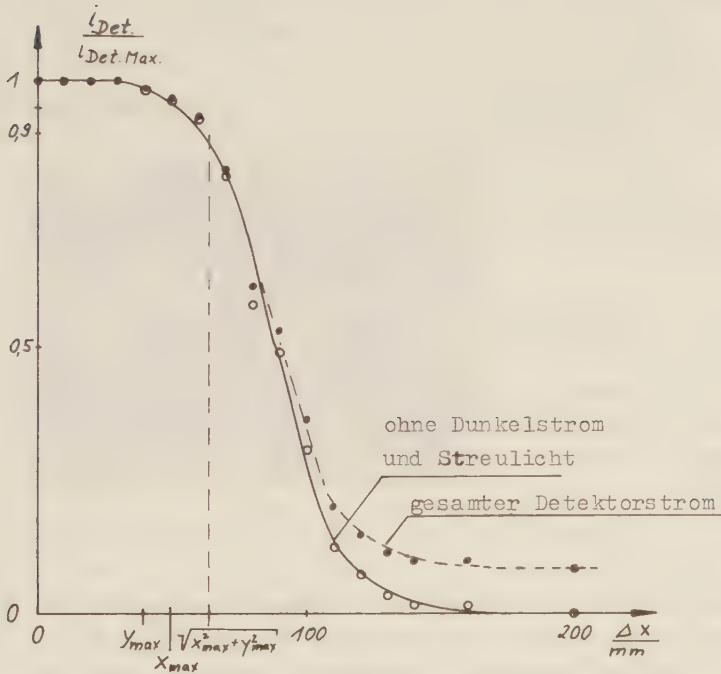


Bild 2.10: Ergebnis dieser Messung

Als weiterer Systemparameter wurde die Grauauflösung G bestimmt, und zwar nach der in 2.1.2.1. beschriebenen Methode der Bestimmung einer Spaltbreite, die - nach Justierung - ein Absinken des Detektor-signals auf 75 % des Wertes bei weggenommener Spaltblende zur Folge hat.

Es ergab sich ein Wert $a_0 \approx 0,6$ mm und damit

$$G = \frac{80 \text{ mm}}{0,6 \text{ mm}} \approx 133.$$

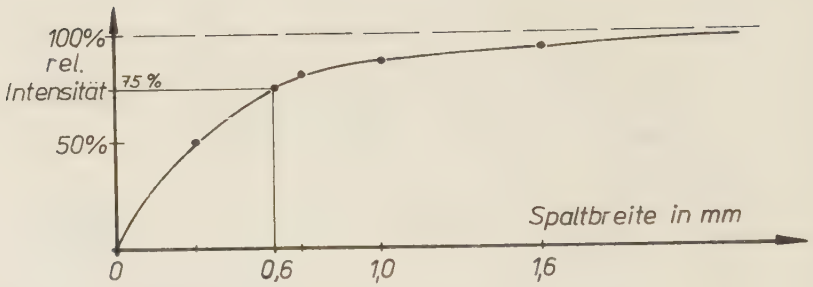


Bild 2.11: Bestimmung der Grauauflösung

2.2.3. Einfluß der Nachleuchtdauer des Schirmmaterials

Das Schirmmaterial der verwendeten Röhre war mit einer Nachleuchtdauer von 120 nsec auf 10 % spezifiziert. Nach dem in 2.1.3. beschriebenen, einfachen Modell erhält man die Zeitkonstante τ_p aus der Beziehung

$$e^{-\frac{120 \text{ nsec}}{\tau_p}} = 0,1 \quad \text{zu} \quad \tau_p = 52 \text{ nsec}$$

und damit $f_g = 3,0 \text{ MHz}$.

Damit erscheint eine elektronische Entzerrung durch einen RC-Hochpaß zur Erzielung einer üblichen Videobandbreite von 5 MHz sinnvoll.

Ein Experiment bestätigte die Brauchbarkeit dieser Beschreibung des Nachleuchtverhaltens. Dazu wurde als Eingangssignal eine Rechteckspannung verwendet und als "Transparenz" die untere Hälfte der Frontscheibe lichtundurchlässig abgedeckt.

Es galt also

$$T(x, y) = \begin{cases} 0 & \text{für } y < y_0 \\ T_0 > 0 & \text{für } y > y_0 \end{cases} \quad \text{sowie} \quad \text{Max} \{y(t)\} > y_0 > \text{Min} \{y(t)\}.$$

Aus dem zeitlichen Verlauf des Detektorsignals, das bei Vernachlässigung der Anstiegszeit des Detektors usw. die Faltung eines Rechtecksignals mit der Nachleuchtfunktion des Leuchtstoffs darstellt, läßt sich die Zeitkonstante τ_p ermitteln. Im vorliegenden Fall ergibt sich τ_p in guter Übereinstimmung mit der Rechnung zu $\tau_p \approx 50$ nsec.

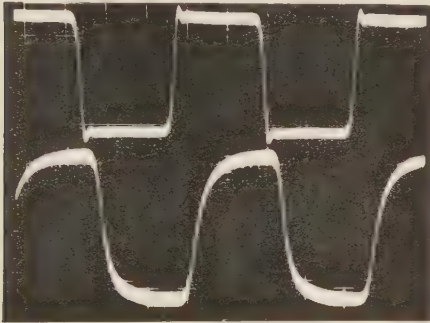


Bild 2.12: Bestimmung der Abklingzeitkonstante des Leuchtstoffs
oben: $y(t)$ (Eingangssignal)
unten: Detektorausgangssignal; 1 hor. Teilung $\hat{=}$ 200 nsec

2.2.4. Aufbau der Ansteuerung der kurznachleuchtenden Röhre

An sich werden hinsichtlich der elektrischen Parameter keine besonderen Anforderungen an das Sichtgerät gestellt, im Prinzip genügt ein übliches Serviceoszilloskop. Als Problem erwies sich vor allem die Beschaffung der Röhre, die als Sonderanfertigung mit einem extrem kurznachleuchtenden Schirmmaterial ausgestattet werden mußte, wie es sonst nur bei Lichtpunkt-Abtaströhren ("Flying Spot Scanner") verwendet wird.

Es lagen Gründe vor, die Ansteuerung als Eigenkonstruktion zu erstellen. Dadurch ergab sich die interessante Möglichkeit, für das Sichtgerät die für ein anderes, ähnlich aufgebautes Gerät notwendige Strahlstromsteuerung mit einem (weiteren) Videosignal (Z-Eingang) auch hier zu übernehmen.

Weitere Einzelheiten des Aufbaus sowie die wichtigsten Schaltbilder sind im Anhang (A3, A4, A5) wiedergegeben.

2.2.5. Vorverstärkung des Fotovervielfacher-Signals

Als Detektor wurde, wie bereits erwähnt, ein Fotovervielfacher eingesetzt, dessen Ausgangssignalleistung zu gering war, um damit den im Anhang beschriebenen BAS-Mischer zu betreiben. Eine Vorverstärkung wurde daher notwendig.

Um additive Störungen im Detektorsignal (z.B. verursacht durch Streulicht) eliminieren zu können, wurde eine Schwarzwertklemmung vorgesehen. Dazu wird die Zeitablenkung des Sichtgerätes so getriggert, daß bei Verwendung der Breite des Oszillogramms für eine Videozeile - ein Stück der horizontalen Auslaststücke mit dargestellt wird. Auf den Transparenzen ist am linken Rand ein schmaler Streifen (lin. Graukeil) für die Übertragung des Austastwertes vorgesehen.

Außerdem ermöglicht der Baustein durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung der letzten Verstärkerstufe einen Ausgleich des Einflusses des Schirmnachleuchtens (vgl. 2.2.3.).

Weitere Einzelheiten sind im Anhang unter A6 zu finden.

2.2.6. Herstellung der Transparenzen

Während sich binäre Transparenzen einfach durch Ausschneiden aus Zeichenkarton herstellen lassen, lassen sich Grautontransparenzen am

günstigsten mit fotografischem Film herstellen. Eine präzise Methode dazu stellt die rechnergesteuerte Belichtung eines Films dar. Obwohl die am Lehrstuhl vorhandene Anlage die kontinuierliche Belichtung eines Films zuläßt, wurden Grauwerte durch eine Binäroddierung erreicht. Dazu wurden – bei einer Pixelgröße von $50 \times 50 \mu\text{m}$ auf dem Film – je 4×4 Pixel zu einer Zelle zusammengefaßt und damit 17 verschiedene Grauwerte simuliert, je nach dem Verhältnis

$$\frac{\text{belichtete Pixel pro Zelle}}{\text{Summe der Pixel pro Zelle}} = 0, \frac{1}{16}, \dots, \frac{16}{16}$$

Dieses Verfahren hat den Vorteil, daß die Parameter beim Entwicklungsprozeß (Temperatur, Zeit, ...) keine zusätzlichen Nichtlinearitäten bedingen; es liefert näherungsweise richtige Ergebnisse, da die Bewertungsfunktion $B(r)$ über viele Zellen integriert.

2.3. Einige Ergebnisse

2.3.1. Experimenteller Aufbau

Das Bild 2.13 zeigt den Versuchsaufbau zur optisch-elektronischen Erzeugung von Nichtlinearitäten.

Im Einzelnen besteht er aus dem Sichtgerät mit kurznachleuchtender Röhre (1), den Stromversorgungen für Sichtgerät und Photovervielfacher, dem Photovervielfacher mit vorgebauter Linse und Lichtschutztubus (2) sowie der Videosignalverarbeitung (3) mit den Einschüben:

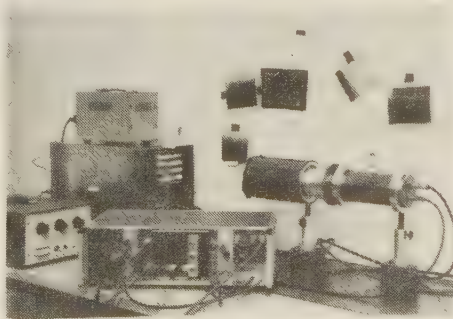


Bild 2.13: Foto des Aufbaus

BAS-Trenner, Detektorvorverstärker und BAS-Mischer.

Als Beispiel für die verwendeten Grautontransparenzen ist in Bild 2.14 die Reproduktion einer Maske für eine periodische Nichtlinearität dargestellt. Am linken Bildrand befindet sich der erwähnte lineare Graukeil (vgl. 2.2.5.). Infolge der Codierung der Grauwerte durch binäre Muster (vgl. 2.2.6.) sind einige Abstufungen zu erkennen.

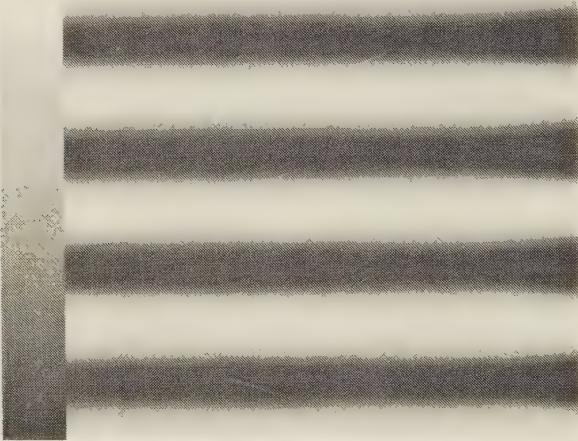


Bild 2.14: Transparenz für eine periodische nichtlineare Kennlinie

2.3.2. Beispiele für Kennlinien

Im Folgenden sind als Beispiel drei experimentell ermittelte Kennlinien dargestellt. Anstelle des Videosignals wurde eine Dreiecksspannung mit entsprechender Amplitude und einer Frequenz von ca. 500 kHz verwendet (jeweils oben im Bild). Unten ist jeweils der Verlauf des Ausgangssignals dargestellt, und zwar war der Wunschverlauf in Bild 2.15a linear, in Bild 2.15b quadratisch und in Bild 2.15c sinusförmig mit 4 Perioden.

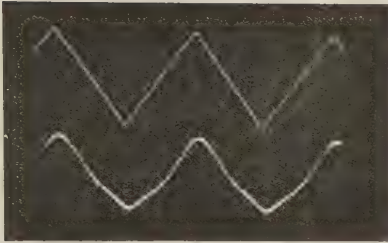


Bild 2.15a:

"lineare" Kennlinie, wie sie u.a. für Bild 2.16b verwendet wurde. Die Abweichungen sind auf einen Fehler bei der binären Codierung der Grauwerte zurückzuführen.

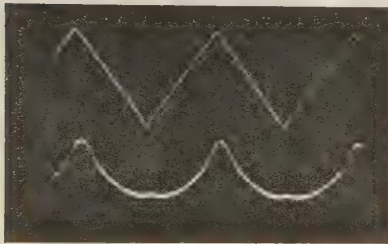


Bild 2.15b:

quadratische Kennlinie

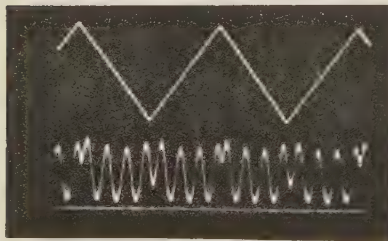


Bild 2.15c:

periodische Kennlinie (verwendet für Bild 2.17b; es handelt sich um die Transparenz von Bild 2.14)

2.3.3. Einige Beispiele für nichtlineare Verarbeitungen

Die folgenden Bilder zeigen – als Beispiele – die Wirkung verschiedener Kennlinien. Die Bilder 2.16 bis 2.18 entstanden ohne Frequenzgangkorrektur im Detektorvorverstärker.



Bild 2.16a: Original



Bild 2.16b: "lineare" Übertragung
(Kennlinie von Bild 2.14a)



Bild 2.16c: periodische "Treppen-
stufen"-Nichtlinearität

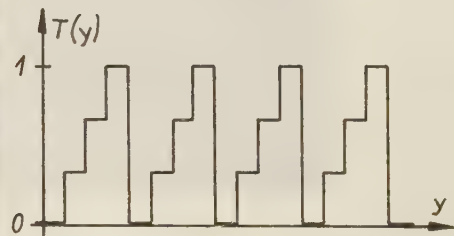


Bild 2.16d: Skizze des Transparenzver-
laufs zu Bild 2.16c



Bild 2.16e: Darstellung einer Äquidensite

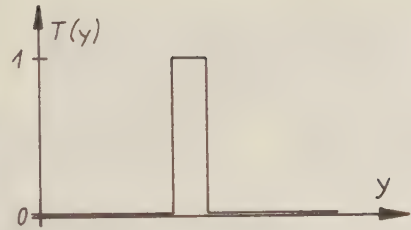
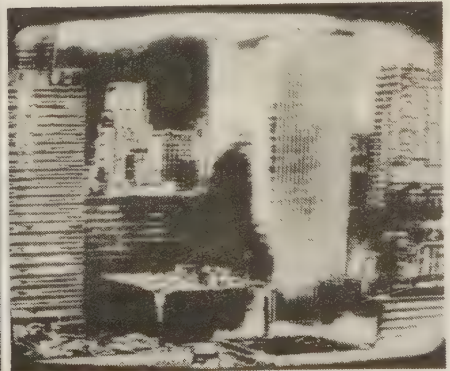


Bild 2.16f: Transparenzverlauf zur Darstellung einer Äquidensite
(Nur für einen kleinen Grauwertbereich des Originals wird Licht durchgelassen)



Bild 2.17a



b

Verarbeitung mit der periodischen Nichtlinearität von Bild 2.14 und Bild 2.15c
(rechts) und zugehöriges Original (links)

MULTILEVEL MASK

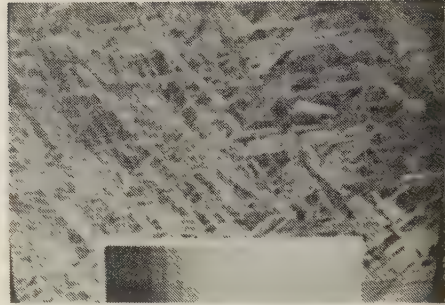
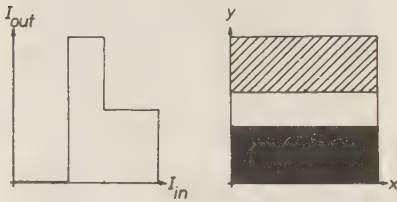


Bild 2.18abc:

Kennlinie, Transparenz sowie ein Beispiel (Original und verarbeitetes Bild) für eine 3-Stufen Quantisierung

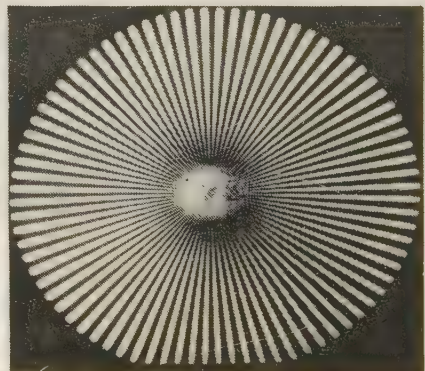
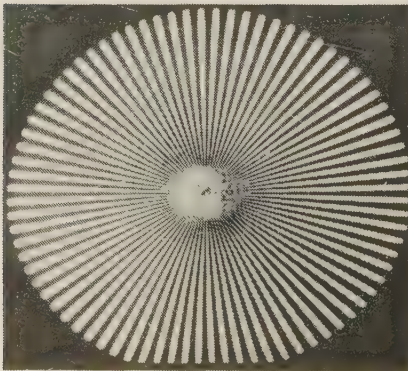


Bild 2.19ab: Auflösung des Systems nach Frequenzgangkorrektur (links: Original, rechts: nach "linearer" Übertragung). Nach dieser Entzerrungsmaßnahme konnte die aus der Leuchtfleckgröße bereits ermittelte Grauauflösung $G \approx 130$ auch bei der Verarbeitung von Videosignalen beobachtet werden.

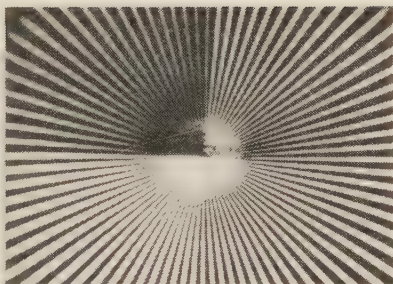
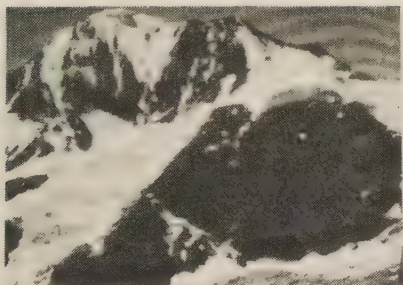


Bild 2.20abc:
Multiplikation zweier Videosignale
mit Hilfe der Strahlstromsteuerung
(vgl. 2.2.4.) und eines linearen Grau-
keils; a,b: Originale (oben); c: Pro-
dukt (links); allgemein:

$$I_c(x,y) = I_a(x,y) \cdot f(I_b(x,y))$$

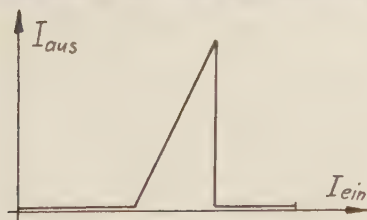
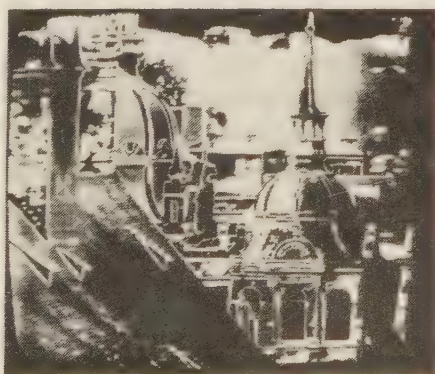


Bild 2.21abc:
"Fensterung"
a: Original
b: verarbeitetes Bild
c: Kennlinie

2.4. Zusammenfassung, Anwendungen

Die Brauchbarkeit des geschilderten Verfahrens für die Video-Echtzeit-Bildverarbeitung konnte experimentell bestätigt werden. Die Eigenschaften des aufgebauten Systems entsprachen den Erwartungen, was sich auch daran zeigte, daß es bereits im Rahmen anderer Arbeiten eingesetzt wurde /2.9./.

Während man eine feste, genau definierte Nichtlinearität einfacher in analoger (z.B. Diodennetzwerk) oder digitaler Schaltungstechnik (z.B. A/D-Wandler + Festwertspeicher + D/A-Wandler) aufbauen wird, bietet dieses System Vorteile beim experimentellen oder interaktiven Arbeiten, da die Transparenz, die die Nichtlinearität steuert, unmittelbar zugänglich ist. Ein weiterer Vorteil ist in der einfachen Realisierungsmöglichkeit für ortsvariante Nichtlinearitäten zu sehen, die allerdings aus praktischen Gründen (Auflösung) auf eine Dimension beschränkt ist: entweder horizontal, dann wird die Zeitablenkung so eingestellt, daß das Oszillogramm einer Zeile auf die Transparenz abgebildet wird, oder vertikal, dann wird das Oszillogramm eines Halbbildes auf die Transparenz abgebildet.

Zeitlich veränderliche Nichtlinearitäten können ebenfalls in einfacher Weise erzeugt werden, indem die Transparenz entweder kontinuierlich oder schrittweise verändert, etwa in vertikaler Richtung verschoben, wird.

3. Echtzeitfilterung von Videosignalen

Eine lineare Filterung ist elementarer Bestandteil vieler Aufgaben der Bildverarbeitung, sei es zur Trennung verschiedener Frequenzbänder, zur Entzerrung von Übertragungsfunktionen, oder zur Erfüllung von Vorschriften im Orts- bzw. Zeitbereich. In vielen Fällen möchte man dabei flexibel arbeiten können in dem Sinn, daß man die Übertragungsfunktion eines einmal realisierten Filters möglichst einfach den gerade vorliegenden Aufgaben anpassen möchte, d.h. man braucht einstellbare Filter.

Dieser Umstand sowie der Frequenzbereich von Videosignalen schränken die Menge der auch kostenmäßig vertretbaren Filtermöglichkeiten stark ein. Während man für genau fixierte Filteraufgaben vorzugsweise passive RLC-Filter oder auch akustische Oberflächenwellenfilter verwenden wird, scheiden diese Möglichkeiten leider weitgehend aus, wenn man einstellbare Filter braucht. Man müßte entweder eine Vielzahl von Filtern zur Verfügung haben (Filterbank) oder aber den Signalfrequenzbereich durch geeignete Modulation (und Demodulation nach der Filterung) dem Frequenzverhalten des Filters anpassen. Von den Filtermöglichkeiten der Analogtechnik kommt daher besonders das Transversalfilter (Echoentzerrer) in Frage, außerdem digitale Filter, bei denen aber die geforderte Geschwindigkeit Probleme bereitet. Die letztgenannten Verfahren lassen gleichzeitig eine "vertikale" Video-signalfilterung zu, was sonst - etwa mit RLC-Filtern - praktisch nicht möglich ist.

3.1. Eindimensionale (horizontale) Filterung von Videosignalen

3.1.1. Passive Filter

Passive Filter, insbesondere RLC-Filter, bieten aufgrund ihrer prinzipiellen Stabilität, ihres günstigen Alterungsverhaltens, der geringen parasitären Effekte und des für viele praktischen Fälle geringen Rechenaufwands (da die Filterdaten in Katalogform vorliegen) beachtenswerte Vorteile. Auch als Subsysteme der im Folgenden geschilderten Methoden haben sie Bedeutung, z.B. als Antialiasing-Filter vor einer Zeitdiskretisierung oder als Ausgangstiefpaß zur Demodulation des erhaltenen pulsamplitudenmodulierten Signals. Während das Betragsverhalten üblicher, tabellierter Tiefpässe – und damit auch das Betragsverhalten der daraus abgeleiteten Filtertypen – bei ausreichend gewähltem Filtergrad wohl allen Forderungen der Praxis gerecht gewählt werden kann, muß das Phasen- bzw. Laufzeitverhalten genauer untersucht und ggf. korrigiert werden. Für Videosignale wird man i.A. eine möglichst konstante Laufzeit (als Funktion der Frequenz) fordern; Abweichungen in der Größenordnung $\frac{1}{2f_g}$ können im Ausgangsbild bereits sichtbar werden.

Da diese Forderung an das Laufzeitverhalten eines Filters in manchen Fällen zu einem beträchtlichen Aufwand führen kann, soll an dem nachfolgenden Beispiel verdeutlicht werden:

Für eine Bildverarbeitungsaufgabe, bei der u.a. eine 1249-Zeilen Videoanlage eingesetzt wurde /3.1./, wurde ein Hochpaß mit einer Grenzfrequenz f_D von ca. 1 MHz benötigt. Die Gruppenlaufzeit sollte bis 11 MHz möglichst konstant verlaufen.

Der Hochpaß (Frequenzvariable η) wurde durch die Transformation $\Omega = \frac{1}{\eta}$ aus einem tabellierten Tiefpaß (Frequenzvariable Ω) mit maximal flachem Gruppenlaufzeitverhalten (L05/50dB) gewonnen. /3.2./

Von allen in Betracht gezogenen Tiefpaßtypen vom Grad 5 wies dieser nach der Hochpaßtransformation die geringste Gruppenlaufzeit an der Durchlaßgrenze auf, was den relativ geringsten Aufwand für die Entzerrung erwarten ließ.

Die Gruppenlaufzeit des Hochpasses ergibt sich zu

$$\tau_{HP} = \frac{T(\frac{1}{\eta})}{\eta^2 \cdot f_D} ; \quad \eta = \frac{f}{f_D}$$

wobei $T(\frac{1}{\eta})$ die normierte Gruppenlaufzeit des Tiefpasses bezeichnet.

(Hier: $T(\frac{1}{\eta}) \approx 1$ für $\eta > \frac{1}{2}$)

Bild 3.1 zeigt das Betrags- und Gruppenlaufzeitverhalten dieses Hochpasses. Letzteres wurde mit Hilfe von 7 Allpässen bis auf eine Abweichung von ca. ± 40 nsec. vom konstanten Verlauf korrigiert. Diese Entzerrung erforderte damit einen weit höheren Aufwand als der Hochpaß selbst. Die Amplituden- und Laufzeitcharakteristik des entzerrten Hochpasses zeigt Bild 3.1, die Schaltung Bild 3.2.

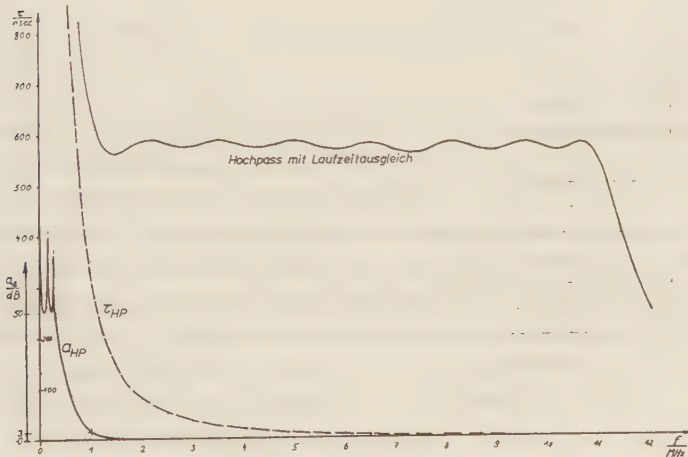


Bild 3.1: Dämpfungs- und Gruppenlaufzeitverhalten des entzerrten Hochpasses

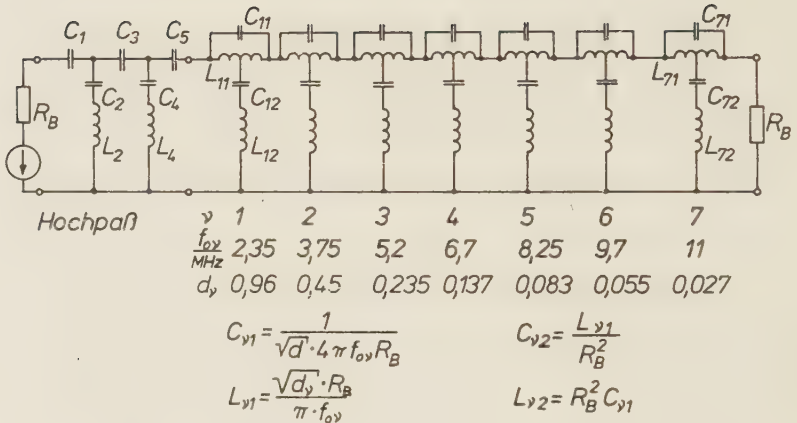


Bild 3.2: Schaltung des Hochpasses

3.1.2. Aktive Filter

Aufgrund der hohen Bandbreite von Videosignalen scheiden aktive Filterrealisierungen mit Rückführungen, wie Analogrechenschaltungen, kaskadierte RC-aktive Filter 2. Grades, "switched-capacitor"-Filter usw. zur Zeit noch weitgehend aus. Das liegt vor allem daran, daß Verstärker und Schalter für diesen Frequenzbereich bereits beträchtliche Abweichungen vom idealen Verhalten zeigen, so daß einerseits die benötigte Genauigkeit nicht erreicht wird, andererseits durch parasitäre Effekte zusätzlich Stabilitätsprobleme entstehen, z.B. bei rückgekoppelten Verstärkerstufen infolge der nicht vernachlässigbaren Verzögerungszeiten. Der Aufbau einstellbarer, aktiver Analogfilter erschien aus solchen Überlegungen für Videozwecke als zu schwierig, wenn nicht unmöglich.

3.2. Einstellbare Filter ohne Rückführungen

Eine prinzipiell andere Möglichkeit besteht darin, die gewünschte Übertragungsfunktion (bei Realisierung im Frequenzbereich) oder Impulsantwort (bei Realisierung im Zeitbereich) in Abschnitte zu zerlegen und diese Abschnitte getrennt zu realisieren. Diese Teilübertragungsfunktionen bzw. Teil-Impulsantworten können dann unabhängig voneinander eingestellt werden; durch Summation über die einzelnen Abschnitte (deren Zahl damit notwendigerweise endlich sein muß) erhält man dann näherungsweise die gewünschte Übertragungsfunktion bzw. Impulsantwort.

Eine Realisierung einer Betragsvorschrift im Frequenzbereich kann nach diesem Konzept durch die Parallelschaltung einer Anzahl von Bandpässen und Potentiometern erreicht werden. Eine Möglichkeit, mit einem einzigen Bandpaßtyp auszukommen, ist im Folgenden beschrieben (s.3.2.1.).

Eine andere, weniger aufwendige Methode wurde unter dem Namen "Buckelentzerrer" vorgestellt, bei dem durch voneinander entkoppelte Resonanzkreise einstellbarer Dämpfung und/oder Frequenz eine vorgegebene Betragsvorschrift näherungsweise eingestellt werden kann /3.3./.

3.2.1. Abschnittsweise Realisierung im Frequenzbereich

Nach dem in 3.2. vorgestellten Konzept soll das Videofrequenzband (z.B. 0 ... 5 MHz) in N Kanäle gleicher Bandbreite zerlegt werden.

Da es günstiger ist, in jedem Kanal den gleichen Bandpaß zu verwenden, wird das Signal in jedem Kanal mit einer anderen Trägerfrequenz moduliert, dann bandpaßgefiltert und anschließend synchron demoduliert.

/3.4./ Die dann noch notwendige Tiefpaßfilterung zur Aussiebung des Basisbandes kann nach der Koeffizientenmultiplikation und Zusammenführung der Kanäle in einem Summierverstärker für alle Kanäle gemeinsam erfolgen.

Die Bandpässe (z.B. Mittenfrequenz $f_o = 10,7$ MHz, Bandbreite $f_B = 0,2$ MHz) sollten sich dabei an den Rändern ihres Durchlaßbereiches so verhalten, daß für Frequenzen $f = f_o \pm f_B/2 \pm \Delta f$ in den Übergangsbereichen gilt:

$$\begin{aligned} |H(f_o + f_B/2 + \Delta f) + H(f_o - f_B/2 - \Delta f)| &= \\ = |H(f_o - f_B/2 + \Delta f) + H(f_o + f_B/2 - \Delta f)| &= |H(f_o)| \end{aligned}$$

(siehe hierzu Bild 3.4 f),

damit eine gleiche Einstellung aller Koeffizienten einen konstanten Frequenzverlauf des Gesamtfilters ergibt. Die N Trägerfrequenzen können über N Phasenregelkreise (PLL), die sich nur in ihrem Frequenzteilungsfaktor unterscheiden, aus einer einzigen Grundfrequenz $f_{REF} = f_B$ gewonnen werden. Da somit alle Kanäle weitgehend identisch aufgebaut werden können, ergeben sich einerseits Vorteile bei der Realisierung, andererseits darf man in allen Kanälen eine etwa gleiche und näherungsweise konstante Laufzeitcharakteristik erwarten, was wiederum die Gruppenlaufzeitentzerrung des Gesamtfilters begünstigt (die für alle Filtereinstellungen gleich bleiben kann).

Bild 3.3 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Filters für $N = 25$.

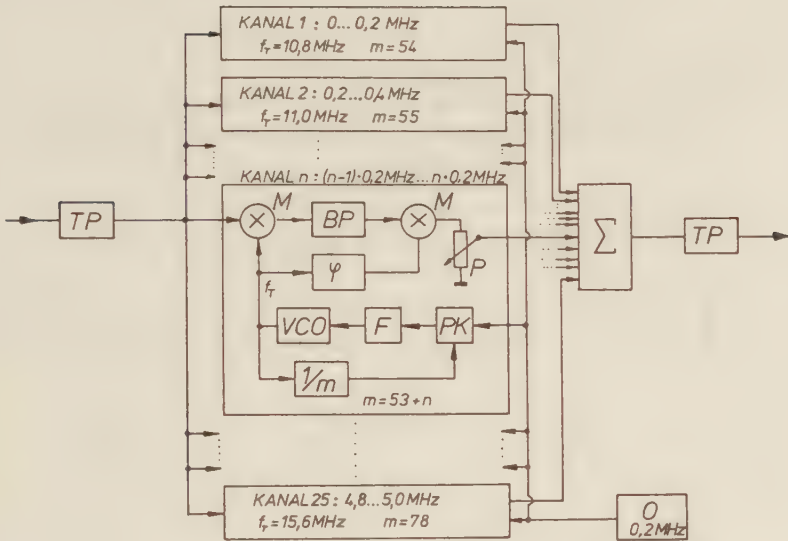


Bild 3.3: Blockschaltbild des Verfahrens von 3.2.1. (Beispiel)

- Es bedeuten:
- Σ : Summierverstärker
 - M : Multiplizierer (Modulator)
 - TP : Tiefpaß mit $f_D = 5,0$ MHz, $f_s < 5,4$ MHz
 - BP : Bandpaß 10,6 ... 10,8 MHz
 - φ : Phasenschieber (zum Laufzeitausgleich)
 - VCO : Spannungsgesteuerter Oszillator
 - F : Filter des Phasenregelkreises
 - PK : Phasenkomparator
 - $1/m$: (digitaler) Frequenzteiler, Teilfaktor m
 - P : Potentiometer
 - O : Referenzoszillator

Das Bild 3.4 zeigt in schematischer Form die zugehörigen Spektren.

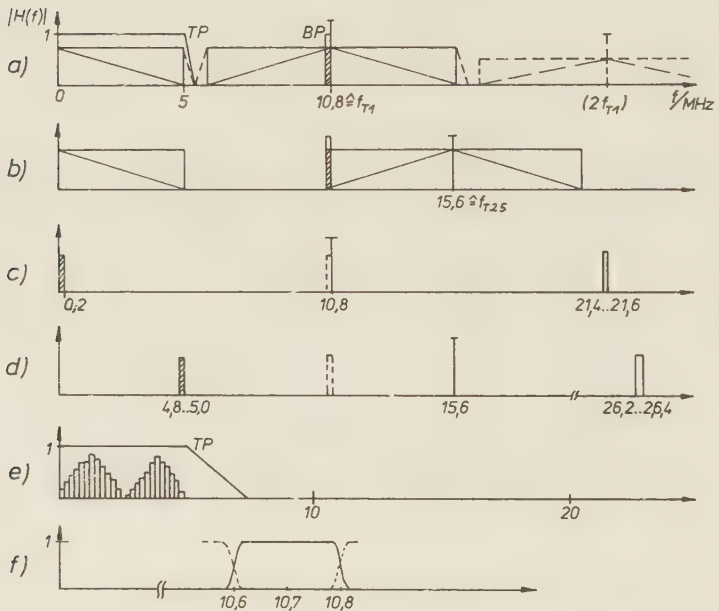


Bild 3.4: Spektren zum Verfahren von 3.2.1.

Es bedeuten:

- a) Modulation in Kanal 1 und Bandpaßfilterung (schraffierter Bereich)
- b) Modulation in Kanal 25 und Bandpaßfilterung
- c) Synchrondemodulation in Kanal 1
- d) Synchrondemodulation in Kanal 25
- e) Zusammenführung der einzelnen Kanäle nach der Koeffizientenmultiplikation im Summierverstärker und Tiefpaßfilterung zur Unterdrückung von unerwünschten Modulationsprodukten und Trägerresten
- f) Charakteristik des Bandpasses

3.2.2. Abschnittsweise Realisierung im Zeitbereich

Eine weiter verbreitete, und auch allgemeinere Möglichkeit (da auch Phasen- und nicht nur Betragsvorschriften berücksichtigt werden können) stellt das Transversalfilterprinzip dar. In der Analogtechnik ist es auch als Echoentzerrer, in der digitalen Signalverarbeitung als direkte Form eines nichtrekursiven Systems bekannt.

In analoger Ausführung besteht ein Transversalfilter aus Verzögerungsleitungen (meistens durch kaskadierte Verzögerungsleitungen gleicher Laufzeit realisiert), Koeffizienteneinstellern (die hier auch negative Werte darstellen können) und einem Summierverstärker. Bild 3.5 zeigt dieses Grundprinzip.

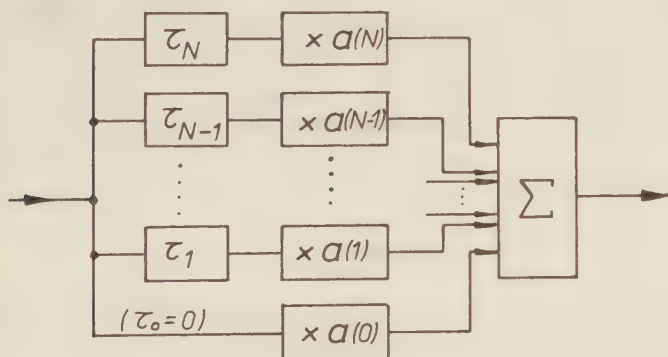


Bild 3.5: Prinzip eines analogen Transversalfilters

Die Impulsantwort ergibt sich zu:

$$h(t) = \sum_{\nu'=0}^N a(\nu') \delta(t - \tau_{\nu'}) .$$

Daraus erhält man durch Fourier-Transformation die Übertragungsfunktion

$$H(j\omega) = \sum_{\nu'=0}^N a(\nu') e^{-j\omega \tau_{\nu'}} .$$

Mit $\tau_{\nu'} = \nu' \tau$ erhält man eine für praktische Zwecke besser geeignete Struktur und Beschreibung; hier für gerade N und mit der Bezeichnung $\nu = \nu' - \frac{N}{2}$.

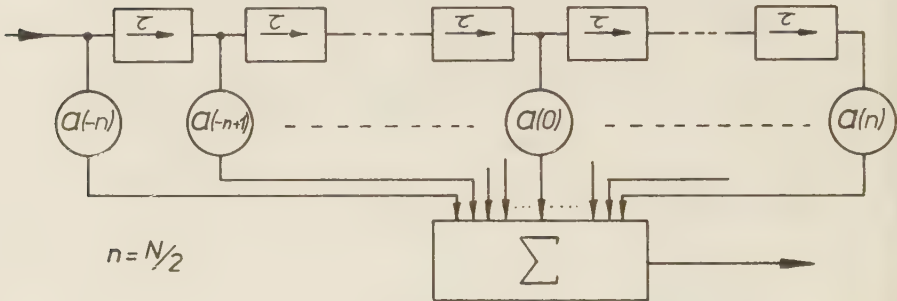


Bild 3.6: Transversalfilter mit angeapfter Verzögerungsleitung

Die Impulsantwort ergibt sich dadurch zu

$$h(t) = \sum_{\nu=-N/2}^{N/2} a(\nu) \delta(t - \nu\tau - \frac{N}{2}\tau);$$

die Übertragungsfunktion läßt sich als Summe von Sinus- und Cosinustermen schreiben:

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \sum_{\nu=-N/2}^{N/2} a(\nu) e^{-j\omega\nu\tau} \cdot e^{-j\omega\frac{N}{2}\tau} = \\ &= e^{-j\omega\frac{N}{2}\tau} \left[a(0) + \sum_{\nu=1}^{N/2} a(\nu) (\cos \omega\nu\tau - j \sin \omega\nu\tau) + \sum_{\nu=1}^{N/2} a(-\nu) (\cos \omega\nu\tau + j \sin \omega\nu\tau) \right] = \\ &= e^{-j\omega\frac{N}{2}\tau} \left[a(0) + \sum_{\nu=1}^{N/2} (a(\nu) + a(-\nu)) \cos \omega\nu\tau + j \sum_{\nu=1}^{N/2} (a(-\nu) - a(\nu)) \sin \omega\nu\tau \right], \end{aligned}$$

d.h. es ergibt sich eine periodische Übertragungsfunktion der Periode $\omega_0 = \frac{2\pi}{\tau}$.

Wegen der vorausgesetzten Reellwertigkeit der Koeffizienten $a(\nu)$ ist die Funktion $H(j\omega)$ bereits durch ihren Verlauf im Intervall

$$0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{\tau} = 2\pi f_g \text{ eindeutig festgelegt.}$$

Die Einstellung des Filters erfordert nun, die $N + 1$ reellen Koeffizienten so festzulegen, daß eine im Zeit- oder Frequenzbereich gegebene Vorschrift möglichst gut erfüllt wird.

Im Gegensatz zu dem in 3.2.1. vorgestellten Verfahren, das für Entzerrungsaufgaben eine hohe Kanalzahl erfordert und besser für selektive Filter geeignet ist, bedeuten beim Transversalfilter steile Filterflanken einen hohen Aufwand (N wird groß), dagegen sind "weiche" Frequenzgänge (d.h. solche Betragsübertragungsfunktionen, die sich durch wenige Glieder ihrer Fourier-Reihenentwicklung bereits gut beschreiben lassen) gut zu erzeugen.

Die praktische Schwierigkeit beim Aufbau zeitkontinuierlicher Transversalfilter besteht in der Realisierung der Laufzeitglieder. Insbesondere kommen dafür Leitungsstücke sowie Allpässe oder Tiefpässe mit möglichst konstanter Gruppenlaufzeit in Frage.

Ein Beispiel: Realisierung mit Hilfe von Koaxialkabelstücken der Länge l ; es gilt:

$$\tau = l \cdot v_g = \frac{l \cdot c_0}{v \epsilon_r \mu_r}$$

mit v_g = Gruppengeschwindigkeit

$$c_0 = \text{Lichtgeschwindigkeit} = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{sec}}$$

ϵ_r, μ_r = rel. Dielektrizitäts- und Permeabilitätskonstante

Für $\epsilon_r = 4, \mu_r = 1, \tau = 100 \text{ nsec}$ folgt $l = 15 \text{ m}$.

Alle in Frage kommenden Arten von Laufzeitgliedern arbeiten prinzipiell nur in einem beschränkten Frequenzbereich zufriedenstellend.

Die Forderung, daß sich das Signal auch nach dem Durchlaufen aller N Laufzeitglieder von dem am Anfang der Laufzeitkette (näherungsweise) nur durch einen Zeitversatz $N \cdot \tau$ unterscheiden soll, stellt

hohe Anforderungen an die einzelnen Laufzeitglieder. Der Aufbau eines solchen Transversalfilters kann daher einen erheblichen Aufwand bedeuten.

3.2.3. Transversalfilter mit Zeit-, aber ohne Amplitudendiskretisierung

Die geschilderten Schwierigkeiten lassen sich vermeiden und der Aufwand wesentlich reduzieren, wenn man die Verzögerung statt für das kontinuierliche Eingangssignal nur für äquidistante Proben aus diesem Signal durchführt, also zu zeitdiskreten Systemen übergeht.

Zunächst soll der Wert der Probe innerhalb des zulässigen Aussteuerungsbereichs beliebige Werte annehmen dürfen.

Eine technische Realisierungsmöglichkeit stellt die Verwendung von Ladungstransferelementen dar, die als CCD (charge coupled device) oder BBD (bucket brigade device) kommerziell erhältlich sind.

Die Grundvoraussetzung für den Übergang zu zeitdiskreten Systemen wird durch das Abtasttheorem gegeben, das ein bandbegrenztes Signal voraussetzt (Bandgrenze $f_{s \max}$) und den zeitlichen Abstand der Proben auf höchstens die halbe Periodendauer der der Bandgrenze entsprechenden Frequenz festlegt:

$$\tau = \frac{1}{f_T} \leq \frac{1}{2f_{s \max}}$$

Zur (näherungsweisen) Sicherstellung dieser Bedingung muß in den meisten Fällen eine Tiefpaßfilterung des Eingangssignals erfolgen. Die am Ausgang eines zeitdiskreten Systems meist wieder notwendige Rückführung in ein zeitkontinuierliches Signal erfordert eine weitere Tiefpaßfilterung, mit der das (im Fall einer Abtastung mit δ -Impulsen mit f_T periodische) Spektrum auf den Bereich $-0,5 f_T < f_s < 0,5 f_T$ begrenzt wird.

Aus praktischen Gründen (endliche Steilheit der Filterflanken) muß die Abtastfrequenz etwas größer als die doppelte Frequenz des höchsten zu verarbeitenden Spektralanteils gewählt werden.

Eine Abtastung mit δ -Impulsen im zeitlichen Abstand τ läßt sich nur näherungsweise durch Verwendung von Pulsen mit kurzer Dauer $\alpha_A \cdot \tau$ (= Aperturzeit) durchführen, während der über das Signal integriert wird. Insbesondere bei der hohen Abtastfrequenz von ca. 10 MHz, wie sie für Videosignale notwendig ist, kommt α_A mit einer Aperturzeit von einigen nsec schon in die Größenordnung von 0,1. Das erhaltene Spektrum ist damit nicht mehr rein periodisch, sondern zusätzlich mit $\frac{\sin(\pi f \alpha_A \tau)}{\pi f \alpha_A \tau}$ bewertet.

Außerdem wird bei vielen erhältlichen CCD- oder BBD-Filterbausteinen eine Art von Abtast-Halte-Schaltung an den Ausgängen verwendet (schon um durch eine höhere Signalleistung ein günstigeres Signal/Rausch-Verhältnis zu erreichen). Der Probenwert wird dadurch für die Dauer einer Taktperiode festgehalten, es entsteht eine Treppenfunktion anstelle einer Impulsfolge. Dies bedeutet im Zeitbereich eine Faltung der Impulsfolge mit einem Rechteckimpuls der Breite τ ; für eine Folge gewichteter δ -Impulse erhält man im Frequenzbereich als Betragsspektrum das Produkt aus dem f_T periodisch wiederholten Signalspektrum mit der Funktion

$$|H_{AH}(j\omega)| = \left| T_T \frac{\sin \omega \tau / 2}{\omega \tau / 2} \right| \quad \text{bzw.} \quad |H_{AH}(f)| = \left| T_T \frac{\sin \pi f \tau}{\pi f \tau} \right|$$

Leider weisen Ladungstransferelemente eine mit der Taktfrequenz ansteigende, nicht zu vernachlässigende Transferineffizienz $\mathcal{E}_i$ auf. Der Anstieg (und damit bei hohen Taktfrequenzen praktisch die gesamte Transfereffizienz) entsteht vor allem dadurch, daß der Ladungstransfer von einem Speicherelement zum nächsten nicht beliebig schnell erfolgen kann, sondern mit einer Zeitkonstante in der Größenordnung von 10 ... 100 nsec abläuft. Dies bewirkt, daß die Signale an den "Anzapfungen" einer solchen Verzögerungsleitung ein verzerrtes Eingangssignal repräsentieren, wobei diese Verzerrung noch von der Anzahl der durchlaufenen Stufen abhängt. Für nichtrekursive Systeme ist diese Verzerrung nur näherungsweise (für geringe Werte von $\mathcal{E}_i$) kompensierbar. /3.5./

Eine Möglichkeit zur Verringerung des Einflusses der Transferineffizienz besteht in der Erhöhung der Stufenzahl und der Taktfrequenz, indem z.B. bei doppelter Taktfrequenz nur jede zweite Anzapfung benützt wird. Für den betrachteten Signalfrequenzbereich von ca. 0 ... 5 MHz ist diese Methode leider schlecht geeignet, da die notwendige Taktfrequenz ohnehin in der Nähe der oberen Grenze des Funktionsbereiches liegt.

Eine Reduzierung der Transferineffizienz in dem Frequenzbereich, in dem sie mit der Taktfrequenz stark ansteigt, gelingt durch eine Parallelschaltung von z.B. 2 Bausteinen, die dann gegeneinander phasenverschoben mit halbiertem Taktfrequenz betrieben werden. Am Ausgang des Systems wird phasenrichtig umgeschaltet, so daß jeweils die Schaltungshälfte, die einen gültigen Wert liefert, mit dem Ausgang verbunden wird. (Bild 3.7)

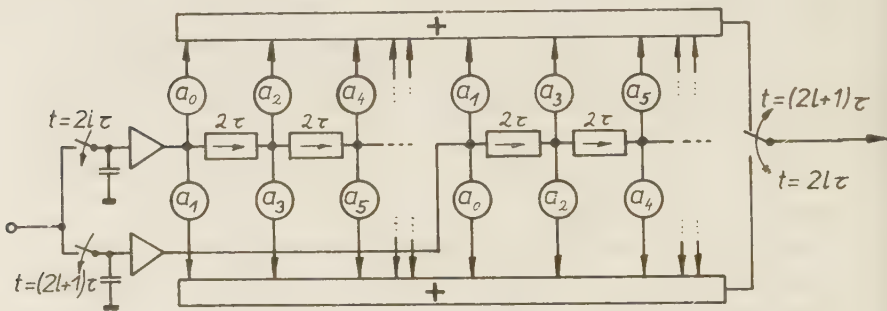


Bild 3.7: Parallelschaltung von zwei Ladungstransfer-Bausteinen zur Reduzierung der Taktfrequenz (Schreibweise $a(\nu) = a_{\nu}$)

Dieses Verfahren verursacht eine Aufwandsvergrößerung, da zwei Summierverstärker und die doppelte Anzahl von Koeffizientenmultiplikationen notwendig werden, sowie die Umschalter am Ausgang. Die Anzahl der Verzögerungsglieder bleibt dagegen gleich. Der Mehraufwand ist nicht allzu

bedeutend, da die Koeffizientenmultiplikationen durch Spannungsteilung an Widerständen (oder, bei integrierten CCD's, durch die Geometrie der Elektroden) vorgenommen wird; er hat aber den unangenehmen Effekt, daß Fehler entstehen, wenn die beiden Sätze von Koeffizienten nicht genau gleich sind. Dies ließe sich durch eine Modifikation vermeiden, bei der die Umschaltung für jeden Koeffizient einzeln erfolgt (Bild 3.8).

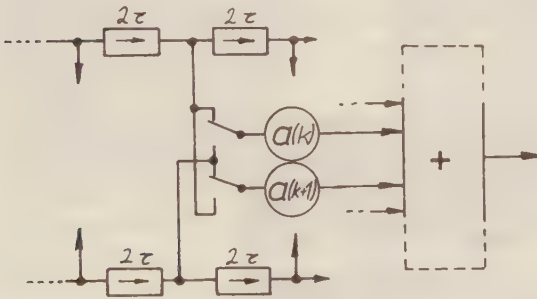


Bild 3.8: Umschaltung für jeden einzelnen Koeffizienten

In Spezialfällen kann der Aufwand reduziert werden:

Fall 1: Alle geradzahligen (oder alle ungeradzahligen) Koeffizienten sind gleich Null; es resultiert eine Übertragungsfunktion mit halber Periode, also eine Betragsübertragungsfunktion symmetrisch zu $f_M = \frac{1}{4\tau}$

Fall 2: Es handelt sich um einen Tiefpaß mit der Grenzfrequenz $f_g < f_M$; dann ist das Ausgangssignal so bandbegrenzt, daß jeder zweite Wert nicht benötigt wird, damit kann ein Koeffizientensatz und ein Summierverstärker entfallen; statt einer Umschaltung wird das Ausgangssignal mit 2τ abgetastet.

Ein System entsprechend Fall 1 wurde für den in 3.7.2. nochmals behandelten Anwendungsfall (Erweiterung der Tiefenschärfe bei der mikroskopischen Abbildung) aufgebaut, da hier die Symmetrie der geforderten Übertragungsfunktion zu $f_M = \frac{1}{4\tau}$ näherungsweise gegeben war. Es wurden zwei Schaltkreise TAD 32 A der Fa. Reticon verwendet, die Taktfrequenz war 5 MHz. Bild 3.9a zeigt die Impulsantwort des Filters (die Unsymmetrien sind durch die beträchtliche Transferineffizienz $\xi_i \approx 10^{-2}$ zu erklären), Bild 3.9b und c zeigen ein Bild, das durch Summation über viele Bilder mit verschiedenen Focusebenen entstanden ist, vor und nach der Filterung. /3.6/

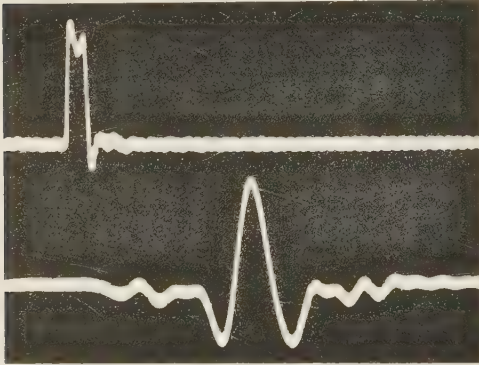


Bild 3.9a:

Reaktion (unten) des im Text beschriebenen Filters auf einen Spannungstoß (oben).

Das dargestellte Oszillogramm entspricht einer Zeitdauer von ca. $3,0 \mu\text{sec}$; als Koeffizienten waren die Werte $a(0) = 1$, $a(\pm) = a(\pm 3) = a(\pm 9) = 0$, $a(\pm 2) = -0,306$, $a(\pm 4) = -0,073$, $a(\pm 6) = -0,042$, $a(\pm 8) = -0,026$ und $a(\pm 10) = -0,019$, bei einem Abtastraster von 100 nsec zeitlichem Abstand der Proben vorgesehen. (Gewünschte Übertragungsfunktion: siehe Bild 3.29).

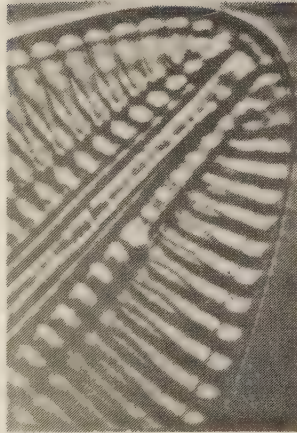


Bild 3.9b, c: Anwendungsbeispiel (links: Original, rechts: verarbeitetes Bild) für ein Filter mit Parallelschaltung von zwei Ladungstransferbausteinen; die entsprechende Impulsantwort ist in Bild 3.9a dargestellt.

3.2.4. Digitale Filter

Es sind inzwischen alle Schaltkreise erhältlich, die für den Aufbau digitaler Filter mit Taktfrequenzen von 10 bis 15 MHz notwendig sind (also entsprechend schnelle Register, Addierer, Multiplizierer sowie A/D und D/A-Wandler). Dennoch ist der Aufbau eines digitalen Videofilters aus wirtschaftlichen Gründen kaum sinnvoll, da insbesondere die Multiplizierer – die ja wegen der hohen Taktfrequenz nicht mehr, wie üblich, im Multiplex betrieben werden könnten – zu hohe Kosten verursachen würden. Dies gilt sowohl für nichtrekursive Filter (im Spezialfall Transversalfilter) als auch für rekursive Filter. Weitere Probleme entstehen bei rekursiven Filterstrukturen durch die, im Vergleich zur Taktperiode, recht erheblichen Laufzeiten in den einzelnen Bausteinen.

3.2.5. Filter mit digitaler Verzögerung und analoger Koeffizienteneinstellung

Die geschilderten Nachteile von Transversalfiltern mit zeitkontinuierlicher oder Ladungstransfer-Signalverzögerung einerseits und digitalen Filtern andererseits führten zu der Überlegung, durch eine gemischte Technologie einige Vorteile der beschriebenen Technologien zu verbinden. Eine Signalverzögerung ist mit Digitalbausteinen (Schieberegister) präzise und kostengünstig möglich. Andererseits kann die Multiplikation mit konstanten Faktoren für analoge Signale durch ein Widerstandsnetzwerk erfolgen, wenn man durch entsprechende Normierung (entsprechend einer Verstärkung am Systemausgang) dafür gesorgt hat, daß kein Koeffizient betragsmäßig größer als eins wird.

Zur Anpassung zwischen der digitalen Signalverzögerung und der analogen Koeffizientenmultiplikation und Summation ist für jeden Koeffizienten ein eigener Digital/Analog-Wandler erforderlich. Entsprechend schnelle Wandler sind seit einiger Zeit in monolithisch integrierter Technik kostengünstig erhältlich. Da sie außerdem über den Referenzspannungseingang eine Multiplikation mit einem Analogsignal erlauben, kann die Koeffizientenmultiplikation auch ohne ein Widerstandsnetzwerk durch Einstellung der Referenzspannung erfolgen. Bild 3.10 veranschaulicht dieses Prinzip.

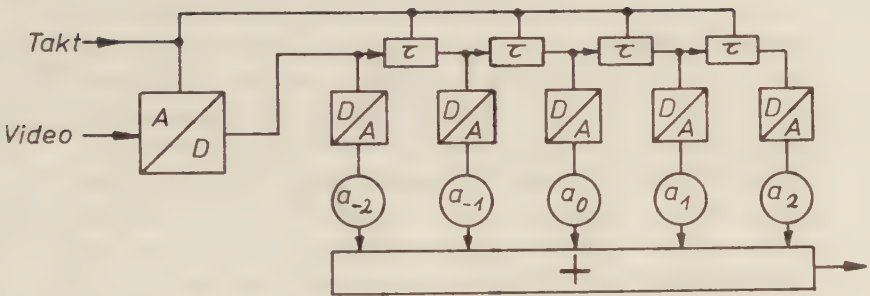


Bild 3.10: Transversalfilter mit digitaler Signalverzögerung und analoger Koeffizientenmultiplikation und Summation

Auch die Realisierung von rekursiven Filtern ist mit dieser Technik – wenn man die zweite kanonische Form eines diskreten Systems zugrunde legt (siehe /3.7./, S.62ff.) – prinzipiell möglich. Aus verschiedenen Gründen, vor allem auch wegen den zu erwartenden Stabilitätsschwierigkeiten aufgrund der mäßigen erreichbaren Genauigkeit bei der Koeffizienteneinstellung (vgl. 3.3.3.3.), ist aber diese Struktur hier nicht sinnvoll.

3.2.6. Methoden für die "vertikale" Filterung eines Videosignals

Bei der Bildaufnahme erfolgt bereits eine Diskretisierung des Bildes in vertikaler Richtung (Zeilenweise Bildabtastung). Die Abtastwerte für eine Bild"spalte" finden sich dadurch im Abstand der Zeilenperiode im Videosignal.

Dadurch scheiden alle Filterstrukturen aus, bei denen die Impulsantwort eine zeitkontinuierliche Funktion darstellt, da ihr Ausgangssignal nicht nur von jeweils einer Bild"spalte" abhängig ist, sondern vom gesamten Verlauf des Videosignals.

Es bieten sich hier die Transversalfilterstruktur sowie digitale Filtermethoden an. Eine praktische Schwierigkeit entsteht dadurch, daß i.A. viele Abtastwerte benötigt werden und daher das Videosignal mit seiner vollen Bandbreite über ein Vielfaches der Zeilenperiode verzögert werden muß. In Spezialfällen (z.B. Kammfilter für die Farbsignaltrennung) ist das noch mit zeitkontinuierlichen Methoden (wie Ultraschallverzögerungsleitungen) möglich, aber für eine Anwendung in der Bildverarbeitung sind nur zeitdiskrete Verzögerungsmethoden sinnvoll. Dazu ein Beispiel: Bei einer Filterung über 11 Videozeilen wird eine Signalverzögerung von $10 \times 64 \mu\text{sec}$ bei einer Bandbreite von ca. 5 MHz mit einer Genauigkeit von ca. $\pm 50 \text{ nsec}$ benötigt, d.h. man erhält ein Zeit-Bandbreite-Produkt von ca. 3200 bei einer max. rel. Abweichung der Verzögerungszeit von ca. 8×10^{-5} .

Von den geschilderten Filtermethoden kommt wegen dieses hohen Zeit-Bandbreite-Produkts auch die Verwendung von Ladungstransferelementen nur bedingt in Frage, so daß im wesentlichen nur noch die Verwendung von digitalen Schieberegistern übrigbleibt.

3.2.7. Zweidimensionale Echtzeitfilterung von Videosignalen

3.2.7.1. Übertragungsfunktionen in x und y separabel

Für Filteranwendungen, die eine in horizontale (=Zeilen-) Richtung (x) und vertikale Richtung (y) separable Übertragungsfunktion erfordern, kann eine beliebige Kombination von Methoden für vertikale und horizontale Filterung, in beliebiger Reihenfolge, verwendet werden. Insbesondere kann ein Transversalfilter für die vertikale Filterung mit einem passiven RLC-Filter oder einem Transversalfilter für die Filterung in Zeilenrichtung kombiniert werden.

Im letzteren Fall sind dann $(N + M + 2)$ Koeffizienten zu realisieren (Bild 3.11).

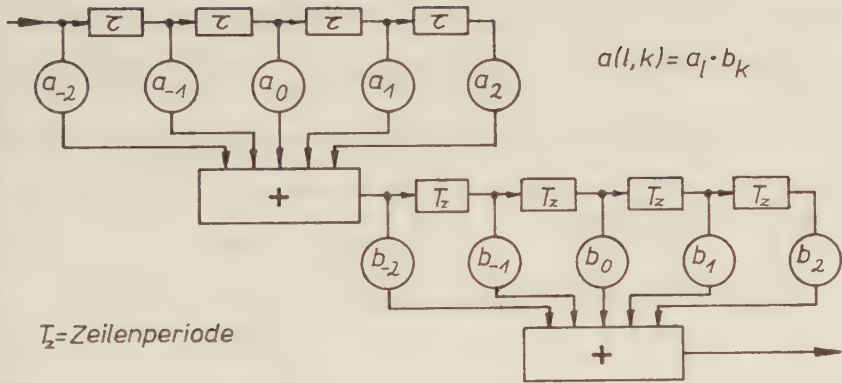


Bild 3.11: 2-D Transversalfilter für separable Übertragungsfunktionen;
Beispiel für $N = M = 4$

3.2.7.2. Eine Struktur für den allgemeinen Fall

Für nicht in x und y separable Übertragungsfunktionen kann man in anderen Sonderfällen andere Strukturen finden oder das Transversalfilterprinzip auf den allgemeinen Fall erweitern, indem man die Impulsantwort

$$h(t) = \sum_{l=0}^M \sum_{k=0}^N a(l, k) \delta(t - k\tau - lT_z)$$

realisiert, die die Abtastwerte $a(l, k)$ des gewünschten (kontinuierlichen) Punktbildes (=Impulsantwort) enthält (Bild 3.12).

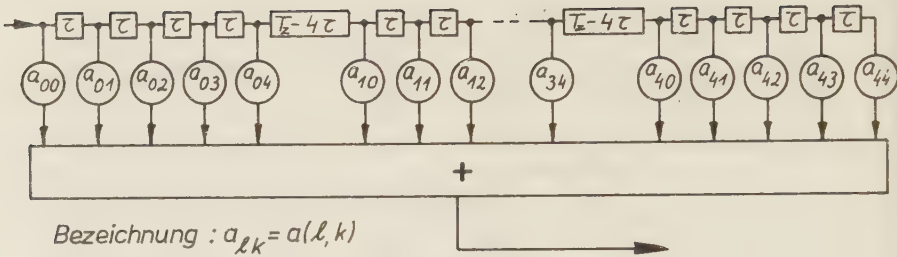


Bild 3.12: Allgemeines 2-D Transversalfilter für Videosignale.

Beispiel $N = M = 4$, $T_z = 64 \mu\text{sec}$, $\tau = 100 \text{ nsec}$

In diesem Fall sind dann $(N+1) \times (M+1)$ Koeffizienten zu realisieren.

Diese Struktur wurde mit dem in 3.2.5. beschriebenen Konzept ausgeführt. Man erhält damit ein nichtrekursives 2D-Filter, wie es Bild 3.13 für den Fall $N = M = 4$ zeigt.

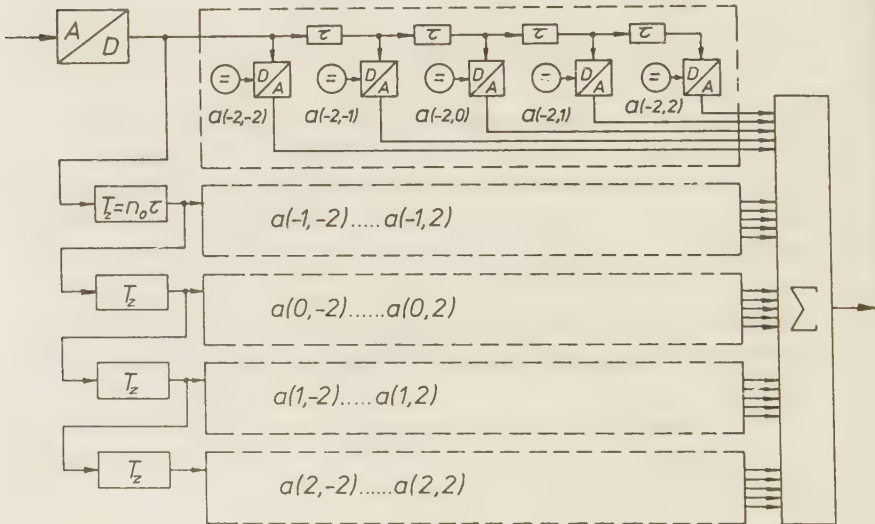


Bild 3.13: Zweidimensionales Transversalfilter mit digitaler Signalverzögerung und analoger Koeffizienteneinstellung

Ehe nun auf die Besonderheiten der Filterrealisierung eingegangen wird, sollen einige allgemeine Eigenschaften von Transversalfiltern für den betrachteten Fall spezialisiert werden.

3.3. Eigenschaften von Transversalfiltern mit digitaler Verzögerung

3.3.1. Beschreibung mit Hilfe der Fourier- und Z-Transformation

Die Impulsantwort eines Transversalfilters mit gleichen Verzögerungen τ lautet (vgl. 3.2.2.):

$$h(t) = \sum_{\nu'=0}^N a(\nu') \cdot \delta(t - \nu'\tau).$$

Durch Fouriertransformation erhalten wir:

$$H(f) = \sum_{\nu'=0}^N a(\nu') \cdot e^{-j2\pi f \nu' \tau}.$$

Im Falle einer Realisierung der Verzögerungsleitung durch ein digitales Schieberegister mit der Taktfrequenz $f_T = \frac{1}{\tau}$ erhält man als Ausgangssignal eine Folge $\langle y(k) \rangle$, die die Faltung der Eingangsfolge $\langle u(k) \rangle$ mit der (endlichen) Folge der (reellen) Filterkoeffizienten $a(\nu')$ darstellt, wobei die $u(k)$ die (äquidistanten) Abtastwerte des Eingangssignals $u(t)$ bedeuten.

Mit
$$a(k) = \begin{cases} a(\nu') & \text{für } \nu' = 0 \dots N \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

erhält man
$$\begin{aligned} y(k) &= u(k) * a(k) = \sum_{\mathcal{K}=-\infty}^{\infty} a(\mathcal{K}) \cdot u(k - \mathcal{K}) = \\ &= \sum_{\mathcal{K}=0}^N a(\mathcal{K}) \cdot u(k - \mathcal{K}). \end{aligned}$$

Als mathematisches Hilfsmittel bei der Behandlung äquidistanter Folgen eignet sich insbesondere die Z-Transformation.

Sie ordnet einer kausalen Folge $b(k)$ eine (einseitige) Z-Transformierte

$$Z \{ b(k) \} = \sum_{k=0}^{\infty} b(k) \cdot z^{-k} \quad \text{zu.}$$

Die Z-Transformation läßt sich aus der LAPLACE-Transformation ableiten, wenn man $\langle b(k) \rangle$ als gewichtete Folge von δ -Impulsen im Abstand τ auffaßt. Aus

$$L \{ b_*(t) \} = L \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} b(k) \delta(t - k\tau) \right\} = \sum_{k=0}^{\infty} b(k) \cdot e^{-ks\tau}$$

$$\text{wird mit } z = e^{s\tau} : Z \{ b(k) \} = \sum_{k=0}^{\infty} b(k) z^{-k}$$

(/3.7./, S.19ff., /3.23./, S. 179ff.).

Eine Erweiterung für nicht kausale Folgen (etwa die Abtastwerte eines Signals $u(t)$, das bereits zur Zeit $t = -\infty$ begonnen hat), ist als zweiseitige Z-Transformation eingeführt (z.B. /3.7./, S. 27, oder /3.8./, S.111):

$$U(z) = Z_2 \{ u(k) \} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k) z^{-k}$$

Die Z-Transformierte $H(z)$ der Impulsantwort eines Systems, hier also der oben eingeführten Folge $\langle a(k) \rangle$, wird als Übertragungsfunktion bezeichnet (nicht zu verwechseln mit $H(s) = L \{ h(t) \}$!). Die diskrete Faltung $y(k) = u(k) * a(k)$ wird durch die Z-Transformierte in eine Multiplikation übergeführt:

$$Y(z) = Z \{ y(k) \} = U(z) \cdot H(z)$$

Die Übertragungsfunktion $H(z)$ läßt sich auch in Produktform angeben:

$$H(z) = \sum_{k=0}^N a(k)z^{-k} = \frac{1}{z^N} \sum_{k=0}^N a(N-k)z^k = \frac{a(0)}{z^N} \prod_{v=1}^N (z - z_{0v}), \quad (a(0) \neq 0),$$

dabei sind die z_{0v} die Nullstellen des Polynoms

$$P(z) = z^N + \frac{a(1)}{a(0)} z^{N-1} + \dots + \frac{a(N-1)}{a(0)} z + \frac{a(N)}{a(0)}.$$

Da die Koeffizienten $a(v')$ reell sein sollen, müssen die z_{0v} reell oder paarweise konjugiert komplex sein.

Das Verhalten für reelle Frequenzen f erhält man aus der Übertragungsfunktion $H(z)$ durch die Substitution $z = e^{j2\pi f}$:

$$H(e^{j2\pi f}) = \sum_{k=0}^N a(k) \cdot e^{-j2\pi f k \tau}$$

Unter Verwendung der Normierung $\Omega = 2\pi \frac{f}{f_g} = 2\pi f \tau$ ist hierfür die verkürzte Schreibweise

$$H(e^{j2\pi f}) = H(e^{j\Omega}) = H(\Omega)$$

gebräuchlich. In der z -Ebene entspricht dem Bereich

$$-f_g = -\frac{1}{2\tau} \leq f \leq \frac{1}{2\tau} = f_g$$

das einmalige Durchlaufen des Einheitskreises von $-\pi$ bis $+\pi$.

3.3.2. Allgemeine Eigenschaften von nichtrekursiven Systemen

Mit $H(\Omega) = a(0) \cdot e^{-jN\Omega} \prod_{v=1}^N (e^{j\Omega} - z_{0v})$

folgt $|H(\Omega)| = |a(0)| \cdot \prod_{v=1}^N \sqrt{1 - 2|z_{0v}| \cdot \cos(\Omega - \psi_{0v}) + |z_{0v}|^2}$

mit $\psi_{0v} = \arg\{z_{0v}\} = \arctan \frac{\operatorname{Im}\{z_{0v}\}}{\operatorname{Re}\{z_{0v}\}}$ als Betrag der Übertragungsfunktion für reelle Frequenzen f , sowie

$$\arg\{H(\Omega)\} = \sum_{v=1}^N \arctan \frac{\sin \Omega - |z_{0v}| \sin \psi_{0v}}{\cos \Omega - |z_{0v}| \cos \psi_{0v}} - \underbrace{\sum_{v=1}^N \Omega}_{= N \cdot \Omega}$$

als ihre Phase, sowie mit

$$\tau_g(\Omega) = -\frac{d}{d\Omega} \arg\{H(\Omega)\} = N - \sum_{v=1}^N \frac{1 - |z_{0v}| \cos(\Omega - \psi_{0v})}{1 - 2|z_{0v}| \cos(\Omega - \psi_{0v}) + |z_{0v}|^2}$$

ihre Gruppenlaufzeit.

Die Gruppenlaufzeitbeiträge von Nullstellenpaaren mit $|z_{01}| = \frac{1}{|z_{02}|}$; $\psi_{01} = \psi_{02}$ ergänzen sich zu -1 , Nullstellen auf dem Einheitskreis liefern einen Beitrag von $-0,5$. Mit der Bedingung $|z_{01}| = \frac{1}{|z_{02}|}$ sind für $\psi_{01} = \psi_{02} \neq 0, \pi$

insgesamt 4 Nullstellen festgelegt, da diese – wegen der Reellwertigkeit von $H(z)$ – konjugiert komplex auftreten müssen. Wenn alle Nullstellen der Übertragungsfunktion auf dem Einheitskreis liegen bzw. wie beschrieben paarweise auftreten, dann handelt es sich um ein linearphasiges System mit der konstanten Gruppenlaufzeit $\tau_G = \frac{N}{2}$.

Für gerades N (wie es bei dem bereits erwähnten, praktisch aufgebauten System verwendet wurde) ergibt sich daraus mit der Vereinfachung

$$H_0(z) = z^{N/2} \cdot H(z) \quad \text{und } n = N/2$$

$$\text{entweder } H_0(\Omega) = a(n) + 2 \sum_{\nu=1}^n a(n-\nu) \cos \nu \Omega ; a(n+\nu) = a(n-\nu),$$

(symmetrische Impulsantwort)

$$\text{oder } H_0(\Omega) = 2j \sum_{\nu=1}^n a(n-\nu) \sin \nu \Omega ; a(n+\nu) = -a(n-\nu)$$

(antisymmetrische Impulsantwort)

Während, wie gezeigt, mit einem nichtrekursiven System (und nur mit einem solchen!) ein exakt linearphasiges Verhalten erreicht werden kann, ist ein Allpaßverhalten nicht zu erreichen, da einer Allpaßübertragungsfunktion eine Z-Transformierte mit Polstellen $z_{\infty \nu} = \frac{1}{z_{0 \nu}^*} \neq 0$ entspricht (Pole und Nullstellen am Einheitskreis gespiegelt). In 3.2.2 wurde bereits gesagt, daß sich steile Filterflanken mit einer Transversalfilterstruktur nur bei hohem Aufwand erreichen lassen.

Eine gleichgute rekursive Approximation – also mit Polstellen auch außerhalb des Nullpunktes – würde dagegen in solchen Fällen nur einen wesentlich geringeren Grad der Übertragungsfunktion erfordern.

Andererseits hat ein nichtrekursives System den Vorteil, sich für beliebige Wahl der Koeffizienten stabil zu verhalten. Dieser Vorteil ist bei einer Realisierung gemäß 3.2.5. bzw. 3.2.7.2. besonders wichtig, da die Einstellgenauigkeit der Koeffizienten – im Vergleich zu üblichen digitalen Filterrealisierungen – relativ gering und damit auch die Lage der Nullstellen und etwaiger Polstellen außerhalb von $z = 0$ entsprechend unsicher ist bzw. wäre.

3.3.3. Einfluß des Quantisierungsrauschens und der Koeffizienten-Einstellgenauigkeit

3.3.3.1. Quantisierungsrauschen

Ein digitales, nichtrekursives Filter in direkter Struktur läßt sich so aufbauen, daß nur eine einzige Rundung des Signals (vor der D/A-Wandlung am Ausgang) erfolgt. Im vorliegenden Fall entfällt auch diese, da die D/A-Wandler nur das jeweils verzögerte und quantisierte Eingangssignal u_s zu verarbeiten haben. Die Eingangsquantisierung (z.B. für $-u_{\max} \leq u_s \leq u_{\max}$ mit $q + 1$ Bit) läßt sich durch Addition eines im Bereich

$$\frac{u_{\max}}{2 \cdot 2^q} \leq u_N \leq \frac{u_{\max}}{2 \cdot 2^q}$$

gleichverteilten Zufallssignals u_N beschreiben (/3.7./, S. 263). Dies entspricht einer Rauschquelle der (normierten) Leistung

$$P_E = E \{ u_N^2 \} = \int_{-Q_e/2}^{Q_e/2} u_N^2 \cdot p(u_N) du_N = \frac{Q_e^2}{12}$$

$$(mit: Q_e = u_{\max} \cdot 2^{-q} \text{ und } p(u_N) = \begin{cases} 1/Q_e & \text{für } |u_N| \leq Q_e/2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases})$$

Am Systemausgang erscheint daher eine Rauschleistung infolge der Quantisierung

$$P_A = \frac{Q_e^2}{12} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(\Omega)|^2 d\Omega = \frac{Q_e^2}{12} \int_0^{\pi} |H(\Omega)|^2 d\Omega \leq \frac{Q_e^2}{12}$$

für $|H(\Omega)| \leq 1$

3.3.3.2. Weitere Rauschquellen

Das Quantisierungsrauschen stellt bei weitem nicht die einzige rauschartige Störung des Ausgangssignals dar. Es kann sich allerdings bei der Videosignalverarbeitung als besonders störend erweisen, da es – insbesondere bei der Verarbeitung von Einzelbildern und innerhalb größerer

Flächen mit etwa konstantem Grauwert – zu festen, im Bild deutlich sichtbaren Strukturen führen kann.

Weiteres Rauschen entsteht in den in Analogtechnik aufgebauten Teilen des Filters (Vorverstärker, D/A-Wandler, Summiervverstärker). Insbesondere verursachen die D/A-Wandler noch zusätzliche Störungen durch Fehler beim Einschwingvorgang (Schaltspitzen) und Linearitätsfehler.

Infolge der Bildung des Ausgangssignals durch Summation der Ausgangssignale aller D/A-Wandler nimmt der durch die Wandler verursachte Teil der Rauschleistung am Ausgang linear mit der Anzahl der Koeffizienten zu. Die Qualität der Wandler bestimmt somit ganz wesentlich das Signal/Rausch-Verhältnis am Ausgang. Dieses hängt außerdem stark von der Art der verarbeiteten Bilder und der Aufgabe ab. Ein besonders ungünstiger Fall liegt z.B. vor, wenn kleine, hochfrequente Signale, die einem etwa konstanten Untergrund überlagert sind, herausgefiltert werden sollen.

3.3.3.3. Koeffizienten-Einstellgenauigkeit

Infolge der endlich genauen, analogen Einstellung der Filterkoeffizienten $a(\nu)$ ergibt sich eine tatsächliche Übertragungsfunktion

$$H_T(\Omega) = \sum_{\nu=0}^N (a(\nu) - \Delta a(\nu)) \cdot e^{-j\nu\Omega}$$

dabei bezeichnet $\Delta a(\nu)$ den Einstellfehler für $a(\nu)$; er kann als normalverteilte Zufallsvariable mit der Standardabweichung σ_0 angenommen werden.

$H_T(\Omega)$ läßt sich aufspalten in

$$H_T(\Omega) = \underbrace{\sum_{\nu=0}^N a(\nu) e^{-j\nu\Omega}}_{\text{Sollfunktion } H(\Omega)} - \underbrace{\sum_{\nu=0}^N \Delta a(\nu) e^{-j\nu\Omega}}_{\text{Fehlerfunktion } \Delta H(\Omega)}$$

Abschätzungen

Es gilt in jedem Falle: $\max |\Delta H(\Omega)| \leq \sum_{\nu=0}^N |\Delta a(\nu)|$.

Die Fehlerfunktion $\Delta H(\Omega)$ läßt sich schreiben in der Form

$$\Delta H(\Omega) = e^{-jn\Omega} \left(\Delta a(n) + \sum_{\nu=1}^n \alpha(\nu) \cos \nu\Omega + j \sum_{\nu=1}^n \beta(\nu) \sin \nu\Omega \right),$$

dabei ist $\alpha(\nu) = \Delta a(n-\nu) + \Delta a(n+\nu)$; $\beta(\nu) = \Delta a(n-\nu) - \Delta a(n+\nu)$; $n = N/2$

$$\text{mit } E\{\alpha(\nu)\} = 0, \quad \sigma_{\alpha\nu} = \sqrt{2} \sigma_0$$

$$E\{\beta(\nu)\} = 0, \quad \sigma_{\beta\nu} = \sqrt{2} \sigma_0 \quad (\text{Gauss'sche Fehlerfortpflanzung,}$$

/3.24./, S.320ff.).

$\text{Re}\{\Delta H(\Omega)\}$ und $\text{Im}\{\Delta H(\Omega)\}$ sind dann (bei Betrachtung einer Anzahl von Filtern mit der gleichen Soll-Übertragungsfunktion $H(\Omega)$ und bei fester Frequenz Ω) jeweils normalverteilte Zufallsvariable mit

$$E\{\text{Re}\{\Delta H(\Omega)\}\} = 0 \text{ und}$$

$$\sigma_{Re} = \sqrt{\sigma_0^2 + \sum_{\nu=1}^n (\sqrt{2} \sigma_0 \cos \nu\Omega)^2} \leq \sqrt{\sigma_0^2 + \sum_{\nu=1}^n (\sqrt{2} \sigma_0)^2} = \sigma_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{N}{2}}$$

$$\text{sowie } E\{\text{Im}\{\Delta H(\Omega)\}\} = 0 \text{ und } \sigma_{Im} \leq \sigma_0 \cdot \sqrt{\frac{N}{2}} \approx 0,84 \sigma_0 \sqrt{N}.$$

Da die $\Delta a(\nu)$ voneinander statistisch unabhängig sind, sind es auch deren Linearkombinationen $\alpha(\nu)$ und $\beta(\nu)$ und damit auch $\text{Im}\{\Delta H(\Omega)\}$ und $\text{Re}\{\Delta H(\Omega)\}$. Damit erhält man für jeden Punkt der Ortskurve von

$H(\Omega)$ eine Wahrscheinlichkeitsumgebung für $H_T(\Omega)$, die einer zweidimensionalen Normalverteilung mit den Standardabweichungen $\sigma_{Re} \leq \sqrt{1 + \frac{N}{2}} \sigma_0$

und $\sigma_{Im} \leq \sqrt{\frac{N}{2}} \sigma_0 < \sigma_{Re}$ sowie einem Korrelationskoeffizienten $\rho = 0$ entspricht (/3.9./, S.235).

Bemerkenswert ist, daß wegen der statistischen Unabhängigkeit von

$\Delta a(n-\nu)$ und $\Delta a(n+\nu)$ auch für rein reelle Sollfunktionen ein Imaginärteil bzw. für rein imaginäre Sollfunktionen ein Realteil entsteht.

Da σ_{Re} und σ_{Im} unabhängig von den Koeffizienten $a(\nu)$ sind, kann der Fehler für kleine Beträge der Sollfunktion (selektive Filter!) relativ sehr groß werden. Außerdem sind rel. große Fehler zu erwarten, wenn viele Koeffizienten $a(\nu) \ll \text{Max}\{a(\nu)\}$ auftreten.

Die obige Abschätzung betrifft allerdings nur die mittlere Abweichung von der Sollfunktion und sagt noch nichts über die Maxima der Fehlerfunktion $\Delta H(\Omega)$ aus. Diesbezügliche Untersuchungen wurden von U. HEUTE (/3.27/, S.62-78) für den Fall von quantisierten Koeffizienten durchgeführt.

3.3.4. Zweidimensionale Transversalfilter

3.3.4.1. Beschreibung mit der zweidimensionalen Fourier-Transformation

Die Impulsantwort (bzw. das Punktbild) eines zweidimensionalen Transversalfilters mit reellen Koeffizienten, wie in 3.2.7. beschrieben, läßt sich für ideale Verzögerungsleitungen schreiben als Doppelsumme und Funktion der Zeit:

$$h(t) = \sum_{l'=0}^M \sum_{k'=0}^N a(k', l') \delta(t - k'\tau - l'T_z),$$

oder als Funktion des Ortes:

$$h(x, y) = \sum_{l'=0}^M \sum_{k'=0}^N a(k', l') \delta(x - k'\Delta x, y - l'\Delta y),$$

("Punktbild")

dabei ist $T = n_0 \tau \triangleq \Delta y$, (Verzögerung um eine Zeile), $n_0 \in \mathbb{N}$ und $\tau \triangleq \Delta x$ (Verzögerung um einen "Bildpunkt").

Die zweidimensionale Fouriertransformation, angewandt auf $h(x, y)$, ergibt:

$$H(f_x, f_y) = \sum_{l'=0}^M \sum_{k'=0}^N a(k', l') e^{-j2\pi k' \Delta x f_x} e^{-j2\pi l' \Delta y f_y}.$$

Im Fall $M = 2m$ und $N = 2n$ und mit der Normierung

$\Omega_x = 2\pi \Delta x f_x$ und $\Omega_y = 2\pi \Delta y f_y$ läßt sich diese Übertragungsfunktion in der Form

$H(\Omega_x, \Omega_y) = e^{-j(n\Omega_x + m\Omega_y)} \cdot H_0(\Omega_x, \Omega_y)$ schreiben.

Der zweite Term $H_0(\Omega_x, \Omega_y)$ läßt sich aufspalten in

$$\begin{aligned} H_0(\Omega_x, \Omega_y) &= \sum_{l=-m}^m \sum_{k=-n}^n a(k, l) \cdot e^{-j(k\Omega_x + l\Omega_y)} = \\ &= \sum_{l=-m}^m (\cos l\Omega_y - j \sin l\Omega_y) \sum_{k=-n}^n a(k, l) (\cos k\Omega_x - j \sin k\Omega_x). \end{aligned}$$

Im Fall $a(k, l) = a(-k, -l)$ wird $H_0(\Omega_x, \Omega_y)$ rein reell zu:

$$H_0(\Omega_x, \Omega_y) = \sum_{l=-m}^m \sum_{k=-n}^n a(k, l) \cos(k\Omega_x + l\Omega_y) .$$

Mit der weitergehenden Einschränkung $a(k, l) = a(|k|, |l|)$ erhält man

$$H_0(\Omega_x, \Omega_y) = a(0,0) + 2 \sum_{k=1}^n a(k,0) \cos k \Omega_x + \\ + 2 \sum_{l=1}^m a(0,l) \cos l \Omega_y + 2 \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m a(k,l) [\cos(k\Omega_x + l\Omega_y) + \cos(k\Omega_x - l\Omega_y)]$$

Mit $a(k,l) = a(k,0) \cdot a(0,l)$ erhält man den Sonderfall einer in x und y separierbaren Übertragungsfunktion

$$H_0(\Omega_x, \Omega_y) = H_0(\Omega_x) \cdot H_0(\Omega_y)$$

3.3.4.2. Berücksichtigung der Realisierung der Verzögerungsleitungen durch digitale Schieberegister

Am Digitaleingang der D/A-Wandler liegt für jeweils eine ganze Taktperiode eine Bitkombination an, die im A/D-Wandler nur für einen bestimmten Zeitpunkt $t = k\tau$, $k \in \mathbb{N}$ gewonnen wurde. Am Ausgang der D/A-Wandler wird daraus idealerweise eine Treppenfunktion. Das System A/D-Wandler - digitale Schieberegister - D/A-Wandler verhält sich damit wie eine Reihenschaltung von Quantisierer, Abtasthalteschaltung und idealer Verzögerungsleitung. Für die Übertragungsfunktion bedeutet diese Abtasthalteschaltung eine zusätzliche Multiplikation mit einer Funktion

$$H^1(\Omega_x) = e^{-j \cdot 0,5 \Omega_x \Delta x} \cdot \frac{\sin 0,5 \Omega_x \Delta x}{0,5 \Omega_x \Delta x}$$

In der y-Richtung wurde die Abtastung bereits bei der Bildaufnahme durch die zeilenweise Auslesung des Kameratargets vorgenommen. Das zweidimensionale Filter behandelt beide Ortsrichtungen im Prinzip gleich, arbeitet also auch in der y-Richtung nicht mit bewerteten δ -Impulsen, sondern mit einem "treppenförmigen" Signal. Dem entspricht die Vorstellung von einer Abtastung des Signals mit einem zweidimensionalen Raster von δ -Impulsen in den Abständen Δx und Δy und einer nachfolgenden zweidimensionalen Faltung mit einer

Funktion, die in einem Bereich $0 \leq x \leq \Delta x$ und $0 \leq y \leq \Delta y$ gleich 1 und sonst Null ist.

Die Übertragungsfunktion $H(\Omega_x, \Omega_y)$ des Filters ist daher zu multiplizieren mit einer Funktion

$$H'(\Omega_x, \Omega_y) = e^{-j \cdot 0,5 (\Omega_x + \Omega_y) \cdot \Delta x} \frac{\sin 0,5 \Omega_x}{0,5 \Omega_x} \Delta y \frac{\sin 0,5 \Omega_y}{0,5 \Omega_y} .$$

Das Ausgangssignal eines D/A-Wandlers kann einem Wechsel des Digitalwortes am Eingang nicht beliebig schnell folgen, es wird durch eine Einschwingzeit t_A charakterisiert. Meist wird darunter die Zeit verstanden, die für ein Einschwingen bis auf einen Fehler von einer halben Quantisierungsstufe maximal benötigt wird. Beschreibt man diesen Einschwingvorgang näherungsweise durch ein exponentielles Verhalten, so erhält man aus

$$e^{-\frac{t_A}{\tau_E}} = \frac{1}{2} \cdot 2^{-(q+1)} \quad \text{eine Zeitkonstante} \quad \tau_E = \frac{t_A}{\ln(2^{-(q+2)})} .$$

Das Einschwingverhalten der D/A-Wandler läßt sich nach diesem einfachen Modell durch die Multiplikation eines Terms

$$H''(\Omega_x) = \frac{\Delta x \cdot \tau_E / \tau}{1 + j \Omega_x \tau_E / \tau}$$

bei der Übertragungsfunktion berücksichtigen.

Beide Effekte haben zur Folge, daß die Übertragungsfunktion in x- und y-Richtung nicht mehr periodisch ist, sondern daß ihre Betragsmaxima mit steigenden Frequenzen Ω_x , Ω_y abnehmen.

3.3.4.3. Geometrie des Abtastrasters

Bei einer Echtzeitfilterung von Videosignalen ist zu beachten, daß die Abtastung in y-Richtung bereits beim Auslesen des Kameratargets vorgenommen wurde. Die (zeitliche) Abtastrate des A/D-Wandlers ist noch wählbar (z.B. zu $\frac{1}{T} = 12 \text{ MHz}$). Mit der verwendeten Norm (etwa 625 Zeilen nach CCIR mit Bildhöhe/Bildbreite = 3/4) ergibt sich damit i.A. ein in x- und y-Richtung verschiedenes Abtastraster.

Es wird für Echtzeitanwendungen i.A. sinnvoll sein, das Zeilensprungverfahren beizubehalten. Dadurch erfolgt die Filterung für die beiden Halbbilder eines Vollbildes getrennt. Dies bedeutet, daß sich das Abtastraster für die Filterung gegenüber dem bei der Bildaufnahme in y-Richtung auf doppelten Abstand vergrößert.

Das Geometrieverhältnis $\beta_g = \frac{\Delta y}{\Delta x}$ des für die Filterung wirksamen Abtastrasters kann aus der verwendeten Videonorm und der Abtastrate ermittelt werden.

Beispiel: Für 625 Zeilen pro Vollbild, davon 291 Zeilen pro Halbbild sichtbar, ein Verhältnis von Bildhöhe zu Bildbreite von 3/4, eine Zeilenperiode von 64 μsec , davon 52 μsec für das Bildsignal, und mit einer Abtastfrequenz von 12 MHz folgt:

$$\beta_g = \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{\text{Bildhöhe}}{291} \cdot \frac{52 \mu\text{sec} \cdot 12 \text{ MHz}}{\text{Bildbreite}} = \frac{624}{291} \cdot \frac{3}{4} \approx 1,6$$

Ein Geometrieverhältnis $\beta_g \neq 1$ bedeutet beispielsweise, daß dem gleichen Gittermuster in der Bildvorlage bei vertikaler Ausrichtung (Gitterlinien parallel zur y-Achse) eine normierte Frequenz Ω_x zugeordnet wird, bei horizontaler Ausrichtung aber ein anderer Wert der normierten Frequenz $\Omega_y = \beta_g \cdot \Omega_x$.

In y-Richtung wird durch die Beibehaltung des Zeilensprungverfahrens bei der Filterung eine Unterabtastung (um den Faktor 2) bedingt. Dies verursacht keine Fehler, wenn bereits bei der Bildaufnahme das

Objektspektrum

$$\tilde{I}(f_x, f_y) = F\{I(x, y)\},$$

das heißt, die zweidimensional FOURIER-Transformierte des Eingangsbildsignals $I(x, y)$, so bandbegrenzt war, daß

$$\tilde{I}(f_x, f_y) = 0 \text{ für } |f_y| > 0,5 \cdot \frac{1}{\Delta_y} \text{ gilt}$$

(Δ_y ist gleich dem doppelten Zeilenabstand).

Im Allgemeinen wird das nicht der Fall sein. (Entsprechend dem KELL-Faktor kann z.B. erwartet werden, daß in einem Videosignal Ortsfrequenzen bis $0,64 \frac{1}{\Delta_y}$ in vertikaler Richtung repräsentiert sind).

Signalanteile mit $\frac{1}{\Delta_y} > |f_y| > 0,5 \frac{1}{\Delta_y}$ werden bei der Filterung aufgrund der Unterabtastung als Anteile bei

$f = 0,5 \frac{1}{\Delta_y} - (f_y - 0,5 \frac{1}{\Delta_y}) = \frac{1}{\Delta_y} - f_y$ interpretiert; dies kann toleriert werden, wenn es sich in vertikaler Richtung um eine tiefpaßartige Übertragungsfunktion handelt, deren Betrag an der tiefsten vorkommenden "Alias"-Frequenz bereits hinreichend klein ist.

Bei der Berücksichtigung des oben Ausgeführten erhält man eine "optische" Übertragungsfunktion des Filters von

$$H_0(\Omega_x, \Omega_y) = \frac{\Delta_y \Delta_x (1 + \tau_{\epsilon}/\tau)}{1 + j \Omega_x \tau_{\epsilon}/\tau} \cdot \frac{\sin 0,5 \Omega_x}{0,5 \Omega_x} \cdot \frac{\sin 0,5 \Omega_y}{0,5 \Omega_y} \cdot \sum_{l=-m}^m \sum_{k=-n}^n a(k, l) e^{j(k \Omega_x + l \Omega_y)}.$$

Hierbei wurden reine Verschiebungen des Ausgangssignals gegenüber dem Eingangssignal nicht berücksichtigt.

3.4. Berechnung der Filterkoeffizienten (= Punktbilder) bei Vorschriften im Frequenzbereich

Für die Berechnung der Koeffizienten eindimensionaler Transversalfilter sind eine ganze Reihe von Verfahren bekannt; entsprechende Kapitel findet man auch in den bereits zitierten Werken /3.5/, /3.7./ und /3.8./.

Einige dieser Verfahren lassen sich auf den zweidimensionalen Fall mit nicht in x und y separierbaren Übertragungsfunktionen erweitern; entsprechende Arbeiten findet man in /3.10./, /3.11./. Im hier vorliegenden Fall einer Echtzeit-Anwendung des Transversalfilterprinzips kann der Grad – und damit die erreichbare Annäherung an einen gegebenen Wunschverlauf des Übertragungsverhaltens – aus Aufwandsgründen und wegen der Fehler der D/A-Wandler (siehe 3.3.3.2.) nicht allzu hoch gewählt werden. Eine weitere Einschränkung der erreichbaren Genauigkeit resultiert aus der relativ geringen Einstellgenauigkeit der Koeffizienten. Koeffizienten zu realisieren, deren Betrag kleiner als etwa $\frac{1}{100}$ des Betrages des größten Koeffizienten ist, ist deswegen bei der vorgestellten Konfiguration wenig sinnvoll. Aus dem gleichen Grund ist diese Realisierungsmöglichkeit nicht für selektive Filter mit sehr hoher Sperrdämpfung, sehr geringer Welligkeit, oder großer Flankensteilheit geeignet. Aus diesen Überlegungen wurden Berechnungsverfahren bevorzugt, die mit rel. geringem Rechenaufwand bereits brauchbare Resultate liefern, wie die Fourierapproximation (mit Modifikationen) oder das Frequenzabtastverfahren. Es erschien aus dieser Sicht nicht sinnvoll, etwa eine Optimierung im Tschebyscheff'schen Sinne zu versuchen, wenn hinterher die Abweichungen vom Sollverlauf weitgehend durch die Streuung der Koeffizienten bestimmt werden.

3.4.1. Fourierapproximation mit Fensterfunktionen

Eine einfache Möglichkeit der Koeffizientenbestimmung ist die Abtastung der inversen Fourier-Transformierten der gewünschten Übertragungsfunktion im Raster des gesuchten Punktbildes bzw. der Impulsantwort. Dieses Verfahren ist sowohl bei eindimensionalen als auch bei zweidimensionalen

Übertragungsfunktionen anwendbar; die Berechnung der Abtastwerte kann entweder aus der in geschlossener Form transformierten Übertragungsfunktion oder über die inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT) erfolgen.

In den meisten Fällen wird die ideale Impulsantwort bzw. das ideale Punktbild eine wesentlich größere Ausdehnung aufweisen, als dem Arbeitsbereich des Transversalfilters entspricht. Das heißt, die Impulsantwort (das Punktbild) des Filters entspricht dem Produkt aus dem idealen Punktbild mit einer zeitbegrenzten (ortsbegrenzten) und diskreten "Fensterfunktion". Im einfachsten Falle handelt es sich dabei um ein Rechteck- bzw. Eins-Null-Fenster, d.h. für die einstellbaren Koeffizienten werden die entsprechenden Abtastwerte des idealen Punktbildes (Impulsantwort) unverändert übernommen.

Dieser Multiplikation im Zeitbereich entspricht eine Faltung zwischen der idealen Übertragungsfunktion $H_W(\omega)$ und der periodischen Fouriertransformierten der Fensterfunktion im Frequenzbereich.

Im eindimensionalen Fall erhält man aus dem idealen Punktbild

$$h_{id}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_W(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

und der Fouriertransformierten der Fensterfunktion $w(\nu\tau)$:

$$W(\omega) = \sum_{\nu=-n}^n w(\nu\tau) e^{-j\omega\nu\tau} \quad (\nu = -n(1)n)$$

eine tatsächliche Übertragungsfunktion

$$\begin{aligned} H_t(\omega) &= \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} w(\nu\tau) \cdot h(\nu\tau) \cdot e^{-j\omega\nu\tau} = \\ &= \sum_{\nu=-\infty}^{\infty} w(\nu\tau) \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_W(\omega') e^{j\omega'\nu\tau} d\omega' \cdot e^{-j\omega\nu\tau} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_W(\omega') \sum_{\nu=-n}^n w(\nu\tau) e^{j(\omega'-\omega)\nu\tau} d\omega' = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H_W(\omega') \cdot W(\omega-\omega') d\omega' = H_W(\omega) * W(\omega) . \end{aligned}$$

Im zweidimensionalen Fall erhält man ganz entsprechend aus

$$h_t(x, y) = h_d(x, y) \cdot w(k \Delta x, l \Delta y), \quad |k|, |l| \leq n, m; \quad k, l \in \mathbb{Z}$$

eine Faltungsbeziehung:

$$H_t(f_x, f_y) = H_w(f_x, f_y) ** W(f_x, f_y).$$

Das Rechteckfenster $w(y\tau) = 1$ für $y = -n(1)n$

hat eine Fouriertransformierte

$$W(\omega) = \frac{\sin \frac{(2n+1)\omega\tau}{2}}{\sin \frac{\omega\tau}{2}}$$

Bei der Faltung dieses $W(\omega)$ mit der Wunschfunktion entstehen insbesondere an Unstetigkeitsstellen starke Überschwinger, entsprechend dem bekannten GIBB'schen Phänomen.

Andere Fensterfunktionen haben Fouriertransformierte mit kleineren Überschwängern auf Kosten einer Verbreiterung des Hauptmaximums; sie können nach verschiedenen Kriterien optimiert werden.

Übersichten über eindimensionale Fensterfunktionen findet man in /3.12./ und /3.13/.

Zweidimensionale Fensterfunktionen lassen sich aus eindimensionalen durch Multiplikation von entsprechenden Funktionen für die x- und y-Richtung oder durch Rotation eindimensionaler Fensterfunktionen entwickeln; auch speziell für zweidimensionale Anwendungen optimierte Fensterfunktionen wurden schon veröffentlicht /3.14./.

Übliche eindimensionale Fensterfunktionen, die auch bei den Experimenten Verwendung fanden (vgl. 3.6.), sind das Dreieckfenster

$$w(k) = 1 - \frac{|k|}{n+1},$$

GAUSS-Fenster:

$$w(k) = \exp\left(-0,5 \left(\frac{k}{\sigma}\right)^2\right)$$

mit σ = reelle Konstante ,

Sinc-Fenster:

$$w(k) = \frac{\sin\left(\pi \frac{|k|}{n+1}\right)}{\pi \frac{|k|}{n+1}},$$

KAISER-Fenster:

$$w(k) = \frac{I_0(\alpha_K \sqrt{1 - (k/n)^2})}{I_0(\alpha_K)}$$

mit $I_0(x)$ = modifizierte BESSEL-Funktion erster Art, nullter Ordnung

und α_K als noch frei wählbarer Konstante, die, bei gleichbleibender Anzahl der Koeffizienten, eine Anpassung der Fensterfunktion an die Filteraufgabe erlaubt (/3.25./, S.232ff.).

Die angegebenen Formeln gelten jeweils für $k = -n(1)n$; für $|k| > n$ ist $w(k) = 0$.

Die günstigsten Ergebnisse liefert in vielen Fällen das KAISER-Fenster (/3.7./, S.106ff.)

Am zwanglosesten läßt sich das GAUSS-Fenster auf den zweidimensionalen Fall erweitern mit

$$\begin{aligned} w(k,l) &= \exp(-0,5(\frac{k}{\sigma_H})^2) \cdot \exp(-0,5(\frac{l}{\sigma_V})^2) = \\ &= \exp(-0,5(\frac{k}{\sigma_H})^2 + (\frac{l}{\sigma_V})^2) \end{aligned}$$

für $\sigma_H = \sigma_V$ gilt damit $w(k,l) = w(k) \cdot w(l) = w(\sqrt{k^2 + l^2})$, d.h.

Rotation und Multiplikation führen zum gleichen Ergebnis.

3.4.2. Frequenzabtastrverfahren

Beim Frequenzabtastrverfahren schreibt man den Wert der Übertragungsfunktion an einer Anzahl diskreter "Stützstellen" vor und errechnet daraus einen Wertesatz für die Koeffizienten. Zwischen den Stützstellen kommt es zu Abweichungen vom idealen Verhalten der Übertragungsfunktion, deren Größe man durch Veränderung der Lage der Stützstellen und ihres Übertragungsfunktionswertes noch beeinflussen kann.

$$A_H(\Omega) = \sum_{k=-n}^n a(k) \cdot e^{-jk\Omega}$$

läßt sich ein lineares Gleichungssystem mit $2n+1$ Gleichungen und Unbekannten bei Vorgabe von $2n+1$ Wertepaaren für

die normierte Frequenzvariable Ω und den zugehörigen Wert der Übertragungsfunktion aufstellen.

Legt man die Stützstellen äquidistant auf dem Einheitskreis fest:

$$\Omega_\nu = \pm 2\pi \frac{\nu}{2n+1}, \quad \nu = 0(1)n$$

und berücksichtigt die Bedingung für reelle Koeffizienten

$$H(-\Omega_\nu) = H^*(\Omega_\nu)$$

dann läßt sich die Lösung dieses Gleichungssystems in einfacher Weise ermitteln, indem man zur Folge der (i.A. komplexen) Abtastwerte über die IDFT eine reelle Folge gleicher Länge ermittelt, die die gewünschten Koeffizienten enthält (z.B. /3.8/, S.256ff.)

3.4.2.1. Lagrange-Interpolation

Bei nicht äquidistanter Lage der Stützstellen, was bei einer vorgegebenen, geringen Anzahl der zu bestimmenden Koeffizienten Vorteile bieten kann, besteht die Möglichkeit, über das Interpolationsverfahren von LAGRANGE die gesuchten Koeffizienten zu bestimmen /3.15./.

Die Z-Transformierte der Impulsantwort des Filters

$$H(z) = \frac{1}{z^{2n}} \sum_{\mu=0}^{2n} a(-n+\mu) z^{2n-\mu} \quad (\text{vgl. 3.3.1.})$$

soll in den $(2n+1)$ Punkten z_ν ($\nu = 0(1)2n$) vorgeschriebene Werte $H(z_\nu)$ annehmen.

Unter Verwendung der Interpolationsformel von Lagrange erhält man daraus

$$H(z) = \frac{1}{z^{2n}} \prod_{\lambda=0}^{2n} (z - z_\lambda) \sum_{\nu=0}^{2n} \frac{B_\nu}{z - z_\nu}$$

$$\text{mit } B_\nu = \frac{z_\nu^{2n} H(z_\nu)}{\prod_{\lambda=0, \lambda \neq \nu}^{2n} (z_\nu - z_\lambda)}$$

Mit $z_0 = 1$, $H(z_\nu^*) = H^*(z_\nu)$, $z_\nu = e^{j\Omega_\nu}$ ($\nu = 1(1)n$) und $z_\nu = e^{-j\Omega_\nu}$ ($\nu = n+1(1)2n$) lassen sich n Stützstellen

$H(z_\nu) = e^{-jn\Omega_\nu} H_0(\Omega_\nu)$ sowie $H(0)$ vorgeben. (Die $H_0(\Omega_\nu)$ sind i.A. komplex).

Damit erhält man

$$H(z) = \frac{1}{z^{2n}} \left[B_0 \prod_{\lambda=1}^n (z - z_\lambda)(z - z_\lambda^*) + \sum_{\nu=1}^n (B_\nu (z-1)(z - z_\nu^*) + B_\nu^* (z-1)(z - z_\nu)) \prod_{\substack{\lambda=1 \\ \lambda \neq \nu}}^n (z - z_\lambda)(z - z_\lambda^*) \right],$$

$$\begin{aligned} \text{mit } B_\nu &= z_\nu^{2n} \frac{H(z_\nu)}{(z_\nu - 1)(z_\nu - z_\nu^*) \prod_{\substack{\lambda=1 \\ \lambda \neq \nu}}^n (z_\nu - z_\lambda)(z_\nu - z_\lambda^*)} = \\ &= \frac{e^{-jn\Omega_\nu} H_0(\Omega_\nu)}{(e^{j\Omega_\nu} - 1)(e^{j\Omega_\nu} - e^{-j\Omega_\nu}) \prod_{\substack{\lambda=1 \\ \lambda \neq \nu}}^n (e^{j\Omega_\nu} - e^{j\Omega_\lambda})(e^{j\Omega_\nu} - e^{-j\Omega_\lambda})} \end{aligned}$$

$$\text{und } B_0 = \frac{H(0)}{\prod_{\lambda=1}^n (1 - e^{j\Omega_\lambda})(1 - e^{-j\Omega_\lambda})} = \frac{H(0)}{\prod_{\lambda=1}^n (2 + 2 \cos \Omega_\lambda)} \quad \text{erhält man}$$

$$\begin{aligned} H(z) &= \frac{1}{z^{2n}} \left[B_0 \prod_{\lambda=1}^n (z^2 - 2 \cos \Omega_\lambda \cdot z + 1) + \sum_{\nu=1}^n \left[B_\nu (z^2 - (1 + z_\nu^*)z + z_\nu^*) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + B_\nu^* (z^2 - (1 + z_\nu)z + z_\nu) \right] \prod_{\substack{\lambda=1 \\ \lambda \neq \nu}}^n (z^2 - 2 \cos \Omega_\lambda \cdot z + 1) \right]. \end{aligned}$$

Für gegebenes n lassen sich die Produkte in dieser Form ausmultiplizieren; nach Aufaddition der Terme mit gleicher Potenz von z erhält man die Form

$$H(z) = \frac{1}{z^{2n}} \left[a(-n)z^{2n} + a(-n+1)z^{2n-1} + \dots + a(n-1)z + a(n) \right],$$

die die gesuchten Koeffizienten enthält.

Dieses Verfahren hat den Vorteil, mit relativ wenig Rechenaufwand auszukommen, insbesondere ist keine Matrizeninversion notwendig.

Eine Vereinfachung ist noch möglich im Fall eines linearphasigen Systems, d.h. wenn alle $H_0(\Omega_y)$ reell oder reinimaginär werden (vgl. /3.15./); man kann dann mit reeller Arithmetik auskommen.

3.4.2.2. Direkte Lösung des Gleichungssystems

Eine andere Möglichkeit besteht darin, das Gleichungssystem für die gesuchten Koeffizienten direkt zu lösen. Der Vorteil dieser Methode liegt hauptsächlich darin, daß sie sich in einfacher Weise auf den allgemeinen zweidimensionalen Fall erweitern läßt.

$$H_0(\Omega_y) = \sum_{k=-n}^n a(k) \cdot e^{-jk\Omega_y} \quad \text{und}$$

$$H_0(-\Omega_y) = H_0^*(\Omega_y) = \sum_{k=-n}^n a(k) \cdot e^{+jk\Omega_y}, \quad y = 0(1)n$$

hat man - bei Vorgabe von Stützstellen für $\Omega_0 = 0$ sowie n weitere, voneinander verschiedene Werte im Bereich $0 < \Omega_y < \pi$ - ein Gleichungssystem mit $2n+1$ linear unabhängigen Gleichungen für die $2n+1$ Koeffizienten. Dieses Gleichungssystem läßt sich in zwei reelle Gleichungssysteme mit $n+1$ bzw. n Gleichungen und Unbekannten aufspalten:

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & \cos \Omega_1 & \dots & \cos n \Omega_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cos \Omega_n & \dots & \cos n \Omega_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(0) \\ a(1)+a(-1) \\ \vdots \\ a(n)+a(-n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \operatorname{Re}\{H_0(0)\} \\ \operatorname{Re}\{H_0(\Omega_1)\} \\ \vdots \\ \operatorname{Re}\{H_0(\Omega_n)\} \end{pmatrix}$$

abgekürzt: $\underline{A} \cdot \underline{B} = \underline{D}$, sowie

$$\begin{pmatrix} \sin \Omega_1 & \dots & \sin n \Omega_1 \\ \vdots & & \vdots \\ \sin \Omega_n & \dots & \sin n \Omega_n \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a(-1) - a(1) \\ \vdots \\ a(-n) - a(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \operatorname{Im} \{ H_0(\Omega_1) \} \\ \vdots \\ \operatorname{Im} \{ H_0(\Omega_n) \} \end{pmatrix}$$

abgekürzt: $\underline{C}' \underline{C} = \underline{E}$

Durch Auflösung dieses Gleichungssystems erhält man zunächst die Elemente der Vektoren $\underline{B}$ und $\underline{C}$ aus

$$\underline{B} = (\underline{C})^{-1} \cdot \underline{D} = (b_1, b_2, \dots, b_{n+1}) \text{ und}$$

$$\underline{C} = (\underline{C})^{-1} \cdot \underline{E} = (c_1, c_2, \dots, c_n)$$

und daraus die gesuchten Koeffizienten

$$\begin{aligned} a(0) &= b_1; & a(1) &= \frac{1}{2} (b_2 - c_1); & a(-1) &= \frac{1}{2} (b_2 + c_1) \\ &\vdots & & \vdots & & \vdots \\ a(n) &= \frac{1}{2} (b_{n+1} - c_n); & a(-n) &= \frac{1}{2} (b_{n+1} + c_n). \end{aligned}$$

Dieses Verfahren läßt sich in einfacher Weise zweidimensional erweitern:

Aus der Übertragungsfunktion des zweidimensionalen Transversalfilters (vgl. 3.3.4.1.)

$$\begin{aligned} H_0(\Omega_x, \Omega_y) &= \sum_{l=-m}^m \sum_{k=-n}^n a(k, l) e^{-j(k\Omega_x + l\Omega_y)} = \\ &= \sum_{l=-m}^m \sum_{k=-n}^n a(k, l) \cdot (\cos k\Omega_x - j \sin k\Omega_x) (\cos l\Omega_y - j \sin l\Omega_y) \end{aligned}$$

läßt sich - durch entsprechende Vorgaben für $H_0(\Omega_x, \Omega_y)$ - wieder ein lineares Gleichungssystem für die $(2m+1) \cdot (2n+1)$ Koeffizienten $a(k, l)$ erhalten.

Meist kann man durch zusätzliche Symmetrieüberlegungen den Grad des Gleichungssystems wesentlich verringern. So erhält

man für den praktisch wichtigen Sonderfall einer rein reellen Übertragungsfunktion: $a(k,l) = a(k,l,l)$ sowie

$$H_0(\Omega_x, \Omega_y) = a(0,0) + 2 \sum_{k=1}^n a(k,0) \cos k \Omega_x + 2 \sum_{l=1}^m a(0,l) \cos l \Omega_y + 4 \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^m a(k,l) \cdot \cos k \Omega_x \cdot \cos l \Omega_y$$

Daraus erhält man bei Vorgabe von $(n+1) \cdot (m+1)$ Wertetripeln für Ω_x, Ω_y und $H(\Omega_x, \Omega_y)$ ein lineares Gleichungssystem mit ebensovielen Unbekannten, den gesuchten $a(k,l)$.

Praktikabel ist dieses Verfahren allerdings nur für kleine Werte von n und m , wie sie etwa beim praktisch aufgebauten System vorliegen, wo zudem noch zahlreiche Koeffizienten (in den "Ecken" des entsprechenden rechteckförmigen Punktbildes) zu Null gesetzt sind. Hier erhält man für den Sonderfall einer rein reellen Übertragungsfunktion ein Gleichungssystem mit 37 Gleichungen und Unbekannten (vgl. 3.5).

3.4.3. Approximation nach dem Verfahren von R.W. GERCHBERG

Eine weitere Möglichkeit, die Übertragungsfunktion in einem Teilbereich des vorgebbaren Gebietes der Frequenzebene zu optimieren, bietet die "Überauflösungs"-methode von R.W. GERCHBERG [3.16./]. Das Verfahren ist zwar hinsichtlich der Rechenzeit alles andere als günstig, verursacht aber nur wenig Programmieraufwand, da ein entsprechendes Programm mit meist fertig vorhandenen Unterprogrammen zur Fouriertransformation (FFT und IFFT) auskommt. Für die Anwendung des Verfahrens ist es erforderlich, einen Spektralbereich vorzusehen, in dem das Frequenzverhalten des Filters keinen Vorschriften unterliegt; beispielsweise ist das möglich, wenn diese Spektralbereiche im Signal nicht vorhanden sind, bzw. in einer Vorfilterung unterdrückt werden. Bild 3.14 zeigt ein schematisches Flußdiagramm für dieses Verfahren.

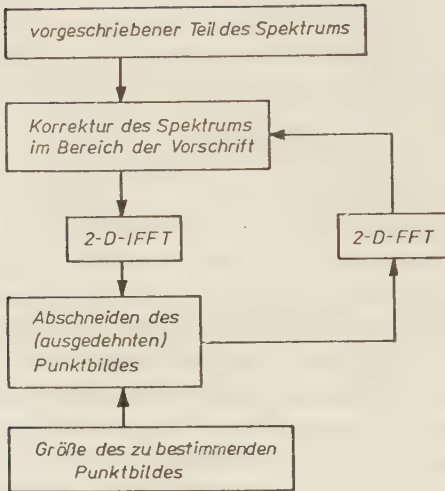


Bild 3.14: Flußdiagramm für eine Approximation nach dem Verfahren von R.W. GERCHBERG

Im vorliegenden Fall ist die Übertragungsfunktion des Filters in horizontaler Richtung mit $1/\Delta x$ und in vertikaler mit $1/\Delta y$ periodisch; die Anwendung des Verfahrens bedingt also eine Vorschrift in einem Bereich

$$-f_{x \max} \leq f_x \leq f_{x \max} < \frac{1}{2\Delta x} \quad \text{und} \\ -f_{y \max} \leq f_y \leq f_{y \max} < \frac{1}{2\Delta y}$$

Das Verfahren löst die Aufgabe, ein Punktbild so zu bestimmen, daß die Übertragungsfunktion in diesem Bereich optimiert wird, während über das Verhalten für $f_{x \max} < |f_x| \leq \frac{1}{2\Delta x}$ und $f_{y \max} < |f_y| \leq \frac{1}{2\Delta y}$ zunächst keine Aussagen gemacht werden können. Die Eignung dieses Verfahrens für die Punktbildapproximation wurde von R. HAUCK /3.17./ untersucht; über ein Ergebnis dazu wird in 3.6.3. berichtet.

3.5. Aufbau eines zweidimensionalen Transversalfilters mit digitaler Verzögerung

Gemäß dem bereits vorgestellten Konzept wurde ein modularer Aufbau entworfen, bestehend aus den Baugruppen Takterzeugung, Analog/Digital-Wandler, Zeilenverzögerungen, Koeffizienteneinstellern und Summierverstärker.

3.5.1. Konfiguration des aufgebauten Filters

Der Filter wurde in erster Linie für die Aufbereitung des Stereosignals bei der Pseudo-Stereo-Darstellung (vgl. 4.1, 4.2.) gebaut. Hierfür wurde in y-Richtung meist nur eine gewichtete Mittelung über wenige Zeilen benötigt; dementsprechend können in horizontaler Richtung wesentlich mehr Koeffizienten (max. 29) als in vertikaler Richtung eingestellt werden. Da eine Gewichtung – etwa mit einem Dreieckfenster – in y-Richtung in den meisten Fällen dazu führt, daß in den Ecken eines Punktbildes von rechteckigen Umrissen sehr kleine Koeffizientenbeträge auftreten, wurden dort einige Koeffizienteneinsteller eingespart. Zusammen mit dem Umstand, daß auf einer Europakarte 7 Koeffizienten untergebracht werden konnten, führte dies zu einem Umriß des Punktbildes in Form eines länglichen Sechsecks mit insgesamt 111 Koeffizienten (Bild 3.15). Die nachfolgend kurz beschriebenen Module lassen sich aber auch zu Filtern mit beliebig anderen Punktbildgeometrien anordnen.

Ein Schema der Geometrie des resultierenden Punktbildes ist in Bild 3.16 gezeigt.

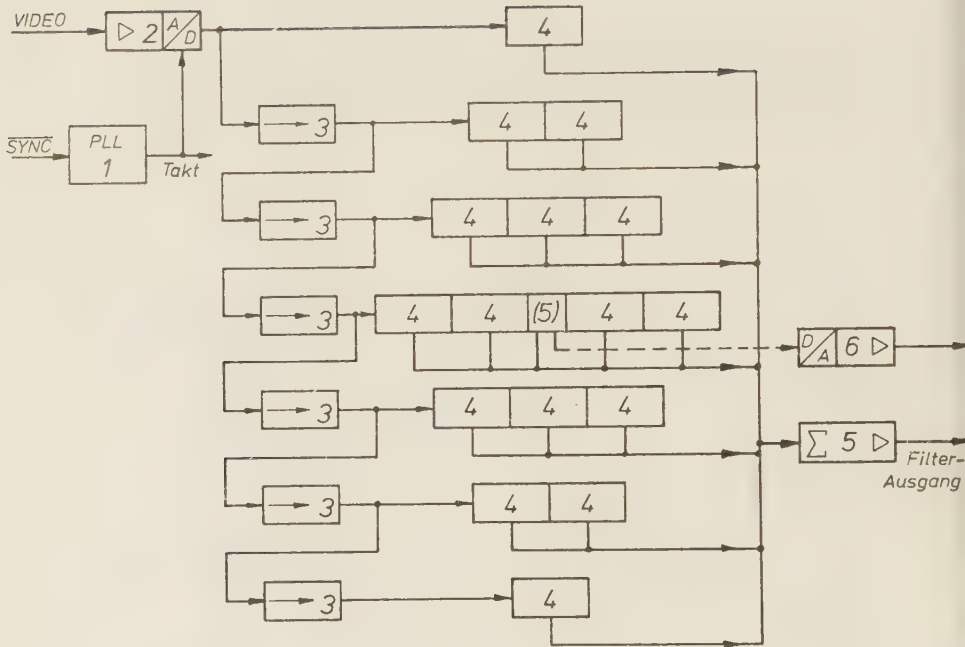


Bild 3.15: Konfiguration des Filteraufbaus

Es bedeuten: 1 : Takterzeugung (Taktfrequenz 12 MHz)

2 : A/D-Wandler

3 : Zeilenverzögerungen

4 : Teilfilter für 7 Koeffizienten

5 : Hauptsummiervverstärker

6 : Ausgang für ein nur verzögertes Eingangssignal

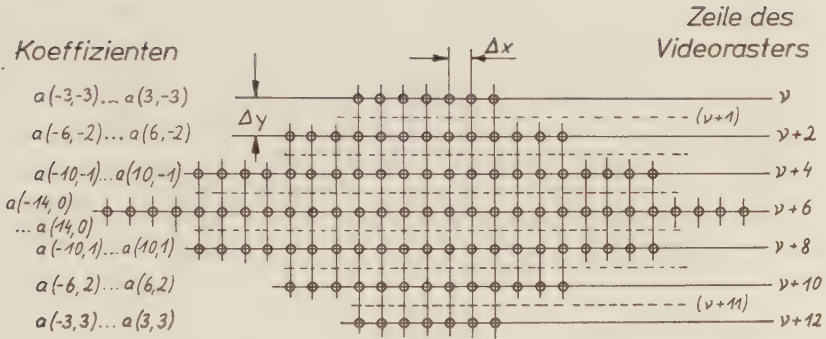


Bild 3.16: Geometrie des Punktbildes

3.5.2. Einige Anmerkungen zu den einzelnen Baugruppen

3.5.2.1. Taktfrequenzerzeugung

Um ein korrektes Arbeiten des Filters zu gewährleisten, muß die Taktfrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Zeilenfrequenz (= Vertikalabtastfrequenz) betragen, die Taktfrequenz muß daher phasenstarr mit der Zeilenfrequenz verkoppelt werden. Dies wird über einen Phasenregelkreis (PLL) erreicht. Als frequenzbestimmendes Element dient ein Parallelschwingkreis, der mit Hilfe einer Kapazitätsdiode verstimmt werden kann. Weitere Einzelheiten sind dem Anhang zu entnehmen.

3.5.2.2. Analog-Digital-Wandler

Diese Baugruppe (siehe Anhang, Schaltbild A8) enthält außer dem eigentlichen Wandler noch einen Vorverstärker mit Klemmschaltung und Pegeleinstellung, sowie einen Treiber für die Taktversorgung des gesamten Filters und ein Pufferregister für das Ausgangssignal (8 Bit parallel) des Wandlers.

3.5.2.3. Zeilenverzögerung

Nach außen hin verhalten sich die Zeilenverzögerungen wie Schieberegister, intern sind sie mit schnellen Speicherbausteinen aufgebaut. Die Anzahl der Verzögerungsschritte ist einstellbar, um eine Anpassung an verschiedene Anzahlen von Koeffizienten in den einzelnen Zeilen des Filterpunktbildes zu ermöglichen. Weitere Einzelheiten und ein vereinfachtes Schaltbild sind im Anhang zu finden.

3.5.2.4. Filterbaustein für 7 Koeffizienten

Jedes der Teilfilter von Bild 3.15 enthält ein siebenstufiges Schieberegister zur Verzögerung des digitalisierten Videosignals. Jeder Stufe des Schieberegisters ist ein schneller, multiplizierender Digital-Analog-Wandler zugeordnet, der ein Ausgangssignal entsprechend dem Produkt aus dem jeweils anliegenden Bitwort und einer, für jeden Wandler getrennt eingestellten, Referenzspannung erzeugt. Außerdem erfolgt in einer Summierverstärkerstufe die Zusammenfassung der Ausgangssignale der sieben D/A-Wandler. Weitere Einzelheiten und ein vereinfachtes Schaltbild sind im Anhang zu finden.

3.5.2.5. Hauptsummierverstärker

Der Hauptsummierverstärker bildet die Summe der Ausgangssignale aller Filterbausteine. Zusätzlich umfaßt diese Baugruppe noch Schaltungsteile für die Einstellung des Koeffizienten $a(0,0)$ und eine stabile Referenzspannungsquelle für das gesamte Filter. Bezüglich weiterer Einzelheiten sei wieder auf den Anhang verwiesen, der auch eine Prinzipschaltung dieser Baugruppe enthält.

3.5.2.6. Zusätzliche Ausgabe des verzögerten Eingangssignals

Für Anwendungen, bei denen außer dem gefilterten Videosignal synchron dazu auch das ungefilterte benötigt wird, wie das beim Pseudo-Stereo-Verfahren der Fall ist (vgl. 4.1.), muß der Laufzeitunterschied zwischen dem Eingangssignal und dem Ausgangssignal des Filters ausgeglichen werden. Dies kann durch eine Signalauskoppelung am Zentralterm $a(0,0)$ erreicht werden. Ein zusätzliches 8×8 Bit Schieberegister mit Anzapfungen ermöglicht die Kompensation weiterer Laufzeitdifferenzen zwischen dem gefilterten und dem ungefilterten Signal in einer nachgeschalteten Signalverarbeitung, wie z.B. der künstlichen Erzeugung eines Stereobildpaares. An das Schieberegister schließt sich ein D/A-Wandler mit Videoverstärker an, der das verzögerte Signal auf einen Pegel von $0,7V_{SS}$ an 75Ω bringt.

3.6. Einige Anwendungsbeispiele

Die folgenden Beispiele beziehen sich alle auf die realisierte und im vorigen Kapitel beschriebene Filterkonfiguration mit 29 Koeffizienten in der mittleren, je 21 in der $\pm$ ersten, je 13 in der $\pm$ zweiten und je 7 Koeffizienten in der $\pm$ dritten Zeile des Punktbildes. Die Takt- bzw. Abtastfrequenz betrug 12 MHz, die Bildeingabe erfolgte über eine normale Videokamera, d.h. insbesondere, das Zeilensprungverfahren wurde beibehalten.

Es wurden nur linearphasige Filterfunktionen verwendet, die entsprechenden Punktbilder sind also wegen $a(k,l) = a(-k,l) = a(k,-l)$ durch die Angabe eines Quadranten einschließlich der Achsenwerte bereits vollständig festgelegt.

3.6.1. Gewichtete Mittelwertbildung, Fensterfunktionen

Für die beschriebene Filterkonfiguration wurden aus eindimensionalen Fensterfunktionen eine Anzahl zweidimensionaler Fensterfunktionen zusammengesetzt. Da die Ausdehnung des realisierbaren Punktbildes weder rund, noch in x und y separierbar ist, war in jedem Fall eine anschließende Kontrolle der resultierenden Übertragungsfunktion mit Hilfe einer zweidimensionalen Fouriertransformation notwendig. Einen Überblick über das Frequenzverhalten kann man sich durch Ausgabe der Ergebnisse in Form von pseudo-perspektivischen Ansichten des "Übertragungsgebirges" verschaffen (Bild 3.18a...f).

Aufgrund der beschriebenen Abtastgeometrie entsprechen die Plots einem Ortsfrequenzbereich von horizontal 2×312 Perioden pro Bildbreite, vertikal von 2×146 Perioden pro Bildhöhe (des Fernsehbildes). Gerechnet wurden sie mit Hilfe einer $(128)^2$ Punkte umfassenden, zweidimensionalen FFT.

Sämtliche im Folgenden gezeigten 3D-Plots stellen jeweils den Betrag $|H_o(\Omega_x, \Omega_y)|$ einer Übertragungsfunktion des Filters für den Bereich $-\pi \leq \Omega_x \leq \pi$ und $-\pi \leq \Omega_y \leq \pi$ dar (siehe Bild 3.17).

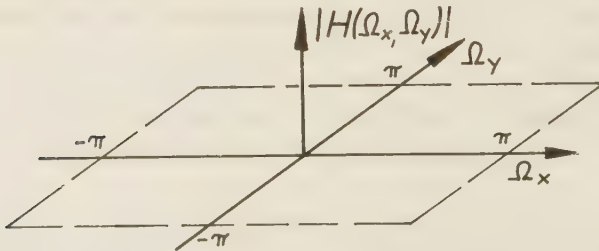


Bild 3.17: Zu den pseudo-perspektivischen Darstellungen der Übertragungsfunktion

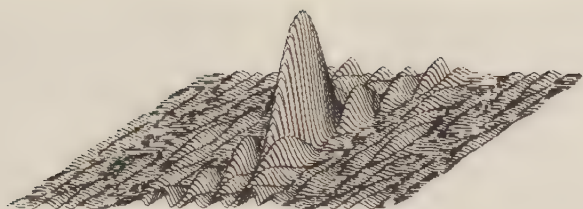


Bild 3.18a: Fouriertransformierte eines 1/0-Fensters

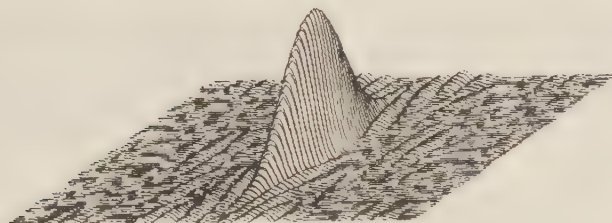


Bild 3.18b: Fouriertransformierte eines GAUSS-Fensters
mit $\sigma_H = 6,5 \cdot \Delta x$, $\sigma_V = 1,43 \cdot \Delta x$

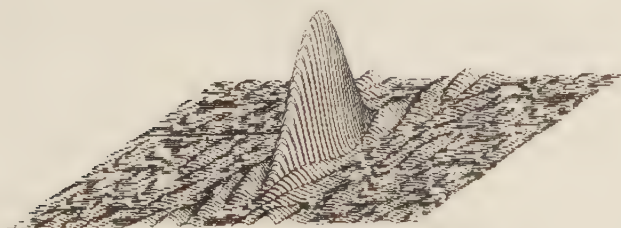


Bild 3.18c: Fouriertransformierte eines Sinc-Fensters
(horizontal und vertikal eindimensional berechnet und
multipliziert)

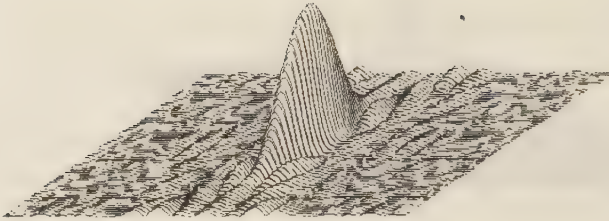


Bild 3.18d: Fouriertransformierte eines "Dreieck"-Fensters (für jede Zeile wurde ein Dreieckfenster berechnet und diese mit einem vertikalen Dreieckfenster multipliziert)

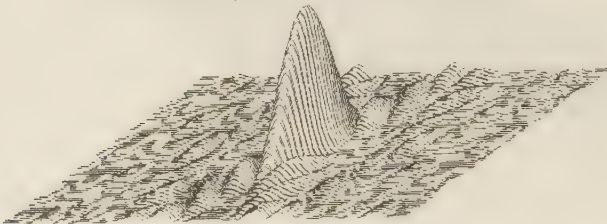


Bild 3.18e: Fouriertransformierte eines KAISER-Fensters (eindimensional mit horizontal: $\alpha_k = 4$ und vertikal: $\alpha_k = 2$ berechnet und multipliziert)

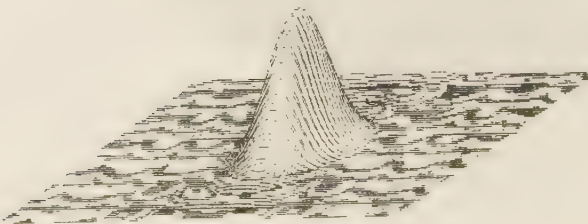


Bild 3.18f: Fouriertransformierte eines GAUSS-Fensters mit $\sigma_H = \sigma_V = 3 \cdot \Delta x$

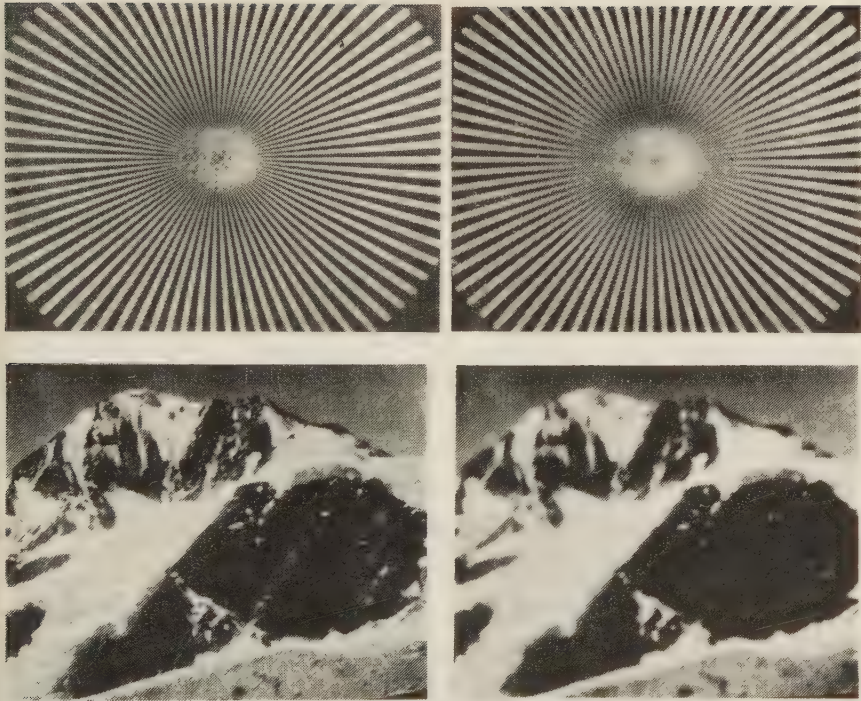


Bild 3.19abcd: Wirkung einer Mittelwertbildung mit dem GAUSS-Fenster
von Bild 3.18f
a,c (links) Originale; b,d (rechts) Ergebnisse

3.6.2. Einige in x und y separierbare Übertragungsfunktionen

Bei Verwendung des Fenster- oder Abtastverfahrens für die Approximation wurden für die x- und y-Richtung jeweils eindimensional Impulsantworten berechnet und daraus durch Multiplikation die Koeffizienten des Filters bestimmt. Aufgrund der in "Ecken" fehlenden Einstellwerte entspricht das Ergebnis nicht mehr exakt einer separierbaren Übertragungsfunktion; in den Diagonalen treten i.A. die größten Abweichungen auf.

3.6.2.1. Multiplikation von Bandpaß (horizontal) und Tiefpaß (vertikal)

Als erstes Beispiel wurde mit Hilfe des Fensterverfahrens für die horizontale Richtung ein breiter Bandpaß (Durchlaßbereich: $\frac{\pi}{4} < \Omega_x < \frac{\pi}{4}$, KAISER-Fenster mit $\alpha_K = 4$ (0. Zeile), $\alpha_K = 3,5$ (± 1 . Zeile), $\alpha_K = 2$ (± 2 . Zeile) und $\alpha_K = 1$ (± 3 . Zeile) approximiert und in vertikaler Richtung mit einem KAISER-Fenster ($\alpha_K = 2$) über 7 Zeilen gemittelt.

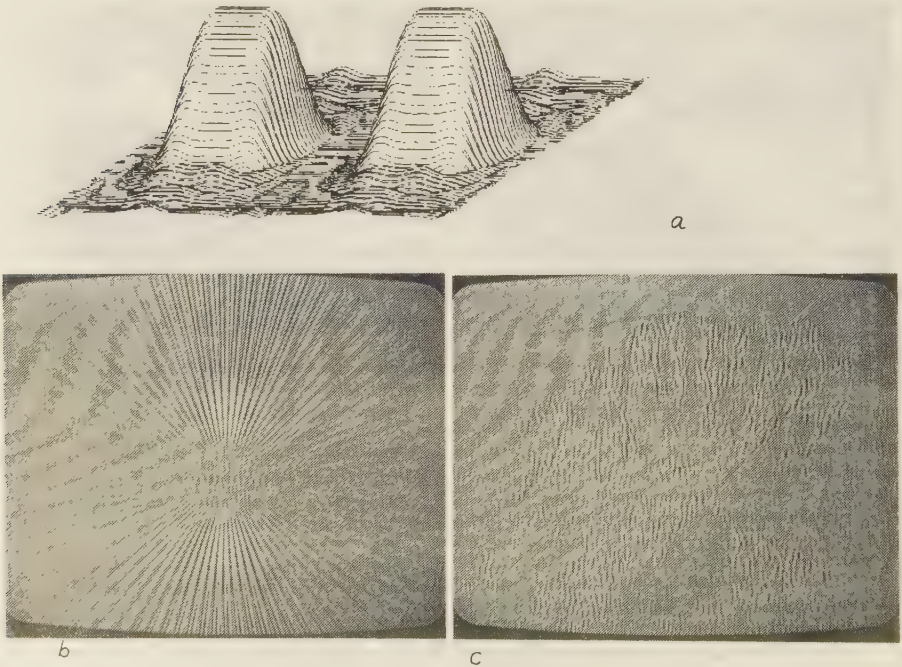


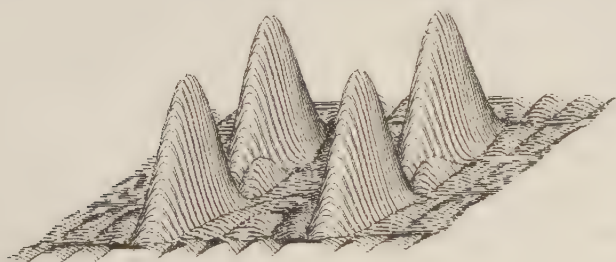
Bild 3.20abc: a: 3D-Plot der Übertragungsfunktion
b: Anwendung (Original siehe Bild 3.19a)
c: Anwendung (Original siehe Bild 3.19c)

3.6.2.2. Ein zweites Beispiel: Multiplikation zweier Bandpässe

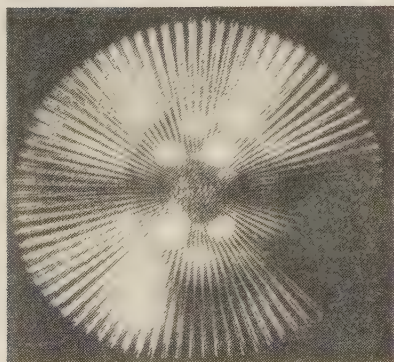
Horizontal: Durchlaßbereich $\frac{\pi}{3} \leq \Omega_x \leq \frac{\pi}{2}$, Fourier-
Approximation mit KAISER-Fenster, $\alpha_K = 4$

Vertikal: Durchlaßbereich $\frac{\pi}{3} \leq \Omega_y \leq \frac{\pi}{2}$, Fourier-Appro-
ximation mit KAISER-Fenster, $\alpha_K = 2$

Bei diesem Beispiel werden zugleich die Grenzen der vorgestellten Filtermethode deutlich; aufgrund von Einstellfehlern ist insbesondere zwischen zweitem und viertem Quadranten des Sterns in Bild 3.21b eine deutliche Unsymmetrie zu sehen.



a



b



c

Bild 3.21abc: a: 3D-Plot der Übertragungsfunktion
b: gefilterter Stern
c: gefiltertes Bild (Original wie Bild 3.19c)



d



e

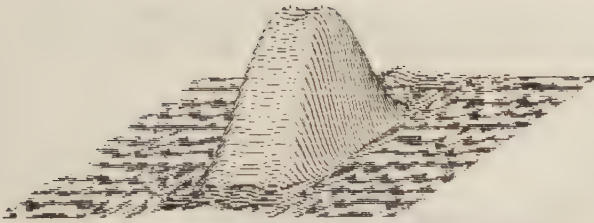
Bild 3.21de: d: Original

e: gefiltertes Bild

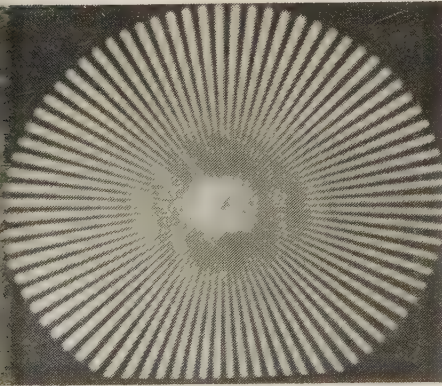
3.6.2.3. Approximation mit dem Frequenzabtastverfahren

Mit Hilfe des in 3.4.2.2. geschilderten Frequenzabtastverfahrens wurde das Punktbild einer Tiefpaßübertragungsfunktion bestimmt. Es stellte sich heraus, daß man am besten zunächst von einer äquidistanten Abtastung ausgeht; eine Verbesserung der dadurch zunächst recht "welligen" Übertragungsfunktion läßt sich dann durch Veränderung der Lage und des Wertes der "Stützstellen" in der Nähe der Grenzfrequenz erreichen. Gegenüber einer Veränderung nur der Werte an den Stützstellen erwies sich die zusätzliche Möglichkeit einer Lageveränderung als Vorteil, wohl hauptsächlich wegen der geringen Anzahl (15 horizontal, 4 vertikal) der Stützstellen.

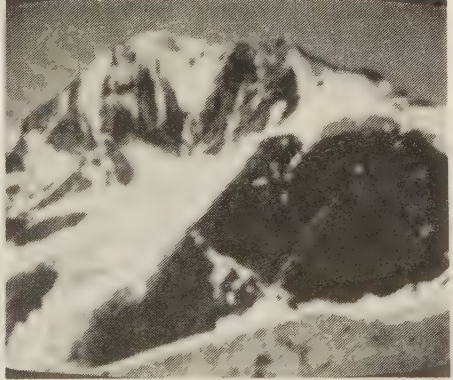
Als Beispiel wurde ein Tiefpaß mit den Grenzfrequenzen $\Omega_{xg} = \frac{\pi}{4,8}$ und $\Omega_{yg} = \frac{\pi}{3}$ approximiert. Bild 3.22 gibt wieder Beispiele für diese Filtereinstellung.



a



b



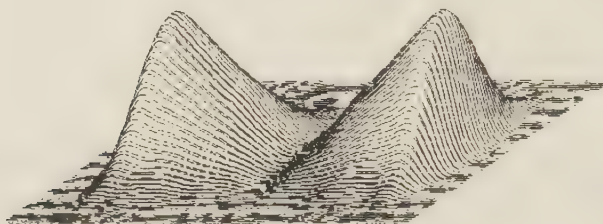
c

Bild 3.22 abc: a: 3D-Plot der Übertragungsfunktion
b: Anwendung auf Stern
c: Wirkung (das Original entspricht Bild 3.19c)

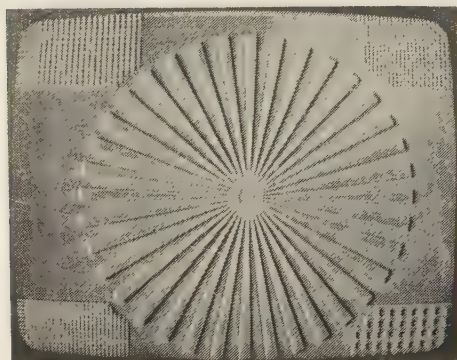
3.6.2.4. Approximation mit dem Verfahren nach GERCHBERG

Schließlich wurde auch das in 3.4.3. beschriebene, iterative Verfahren angewendet. Als Beispiel wurde eine (rein reelle!) Übertragungsfunktion approximiert, die in horizontaler Richtung linear mit der Frequenz bis zu einer Grenzfrequenz ansteigt und dann auf Null abfällt. In vertikaler Richtung entspricht ihr Verlauf einer GAUSS-Funktion.

Wie erwartet wirkt sich diese Übertragungsfunktion in horizontaler Richtung ähnlich wie eine Differentiation aus, siehe Bild 3.23.



a



b



c

Bild 3.23 abc: a: 3D-Plot der Übertragungsfunktion
b: Anwendung auf Stern
c: Anwendung auf das in Bild 3.19c gezeigte Original

3.6.3. Ein ringförmiger, zweidimensionaler Bandpaß

Obwohl das Filter von seiner Struktur her schlecht für diese Anwendung geeignet ist (für rotationssymmetrische Übertragungsfunktionen wäre ein Punktbild mit äquidistantem Raster über einen z.B. quadratischen Bereich vorzuziehen) wurde versucht, damit einen schmalen, ringförmigen Bandpaß zu approximieren.

3.6.3.1. Approximation über die inverse Fourier-Transformation und Anwendung einer Fensterfunktion

Aus dem Wunschverlauf $H_W(f_x, f_y) = \begin{cases} 1 & \text{für } f_1 \leq \sqrt{f_x^2 + f_y^2} \leq f_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$

folgt mit $\varrho = \sqrt{f_x^2 + f_y^2}$: $H_W(\varrho) = \begin{cases} 1 & \text{für } f_1 \leq \varrho \leq f_2 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$.

Die zweidimensionale Fouriertransformation eines rotationssymmetrischen Punktbildes $g(r) = g(\sqrt{x^2 + y^2})$ ergibt (/3,18./ Kap.2):

$$F\{g(r)\} = G(\varrho) = 2\pi \int_0^\infty r \cdot g(r) \cdot J_0(2\pi r \varrho) dr,$$

dabei ist $J_0(x)$ die Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung.

Die Aufgabe besteht nur darin, $g(r)$ - und daraus die für das Filter benötigten Abtastwerte - zu so bestimmen, daß $G(\varrho)$ mit $H_W(\varrho)$ übereinstimmt.

Die inverse zweidimensionale Fouriertransformation liefert, angewandt auf $H_W(\varrho)$, ein (unendlich ausgedehntes) ideales Punktbild:

$$\begin{aligned} g(r) &= 2\pi \int_0^\infty \varrho \cdot H_W(\varrho) \cdot J_0(2\pi r \varrho) d\varrho = \\ &= 2\pi \int_0^\infty \varrho \left[\text{circ}\left(\frac{\varrho}{f_2}\right) - \text{circ}\left(\frac{\varrho}{f_1}\right) \right] \cdot J_0(2\pi r \varrho) d\varrho \\ &\quad \text{mit } \text{circ}(r) = \begin{cases} 1 & \text{für } r \leq 1 \\ 0 & \text{für } r > 1 \end{cases}; \end{aligned}$$

daraus folgt mit $\xi = 2\pi r \varrho$, $\frac{d\varrho}{d\xi} = \frac{1}{2\pi r}$:

$$\begin{aligned} g(r) &= 2\pi \left[\int_0^{2\pi r f_2} \frac{\xi}{2\pi r} J_0(\xi) \cdot \frac{1}{2\pi r} d\xi - \int_0^{2\pi r f_1} \frac{\xi}{2\pi r} J_0(\xi) \cdot \frac{1}{2\pi r} d\xi \right] = \\ &= \frac{1}{r} \left[f_2 J_1(2\pi r f_2) - f_1 J_1(2\pi r f_1) \right] \end{aligned}$$

(mit: $\int_0^a \xi J_0(\xi) d\xi = a J_1(a)$).

Nach Normierung der Frequenzen f_1, f_2 auf $\frac{1}{\Delta x}$ und r auf Δx (Δx = horizontaler Abstand der Abtastpunkte) erhält man daraus die in das Abtastraster des Filters passenden Werte dieses idealen Punktbildes. Bild 3.24 zeigt den Verlauf dieses idealen Punktbildes für $f_1 = \frac{1}{6} \cdot \frac{1}{\Delta x}$ und $f_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\Delta x}$ als Funktion von r sowie den Bereich, der durch die Ausdehnung des Filterpunktbildes in horizontaler und vertikaler Richtung abgedeckt ist.

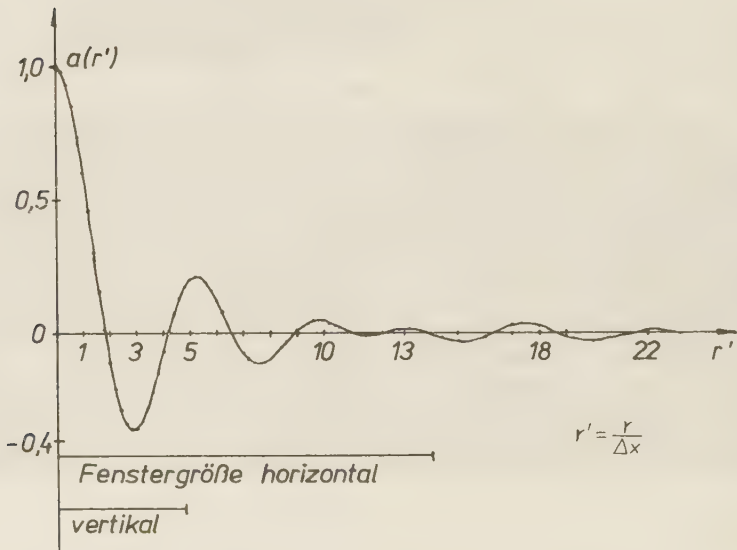


Bild 3.24: Ideales Punktbild für einen ringförmigen Bandpaß

Bei der unveränderten Verwendung der Abtastwerte des idealen Punktbildes erhält man vor allem im Bereich tiefer Frequenzen sehr geringe Dämpfungen (ca. 11 dB), die diese Lösung praktisch unbrauchbar machen. Bei Verwendung des in Bild 3.18e vorgestellten KAISER-Fensters erhält man eine Verbesserung der Sperrdämpfung auf

ca. 21 dB auf Kosten einer Verbreiterung der Übergangsbereiche (vgl. Bild 3.25ab).

3.6.3.2. Vergleich mit einer Approximation nach dem Verfahren von R.W. GERCHBERG

Eine andere Lösung wurde von R. HAUCK mit Hilfe des modifizierten GERCHBERG-Algorithmus ermittelt (vgl. 3.4.3.). Diese Lösung weist zwar sehr hohe Abweichungen im Bereich hoher Frequenzen auf, die dort aber i.A. toleriert werden können. Wichtiger ist, daß die tiefen Frequenzen jetzt mit mindestens 25 dB gedämpft werden, ohne daß sich die Flankensteilheit gegenüber der reinen Fourier-Approximation verschlechtert hat (Bild 3.25c).

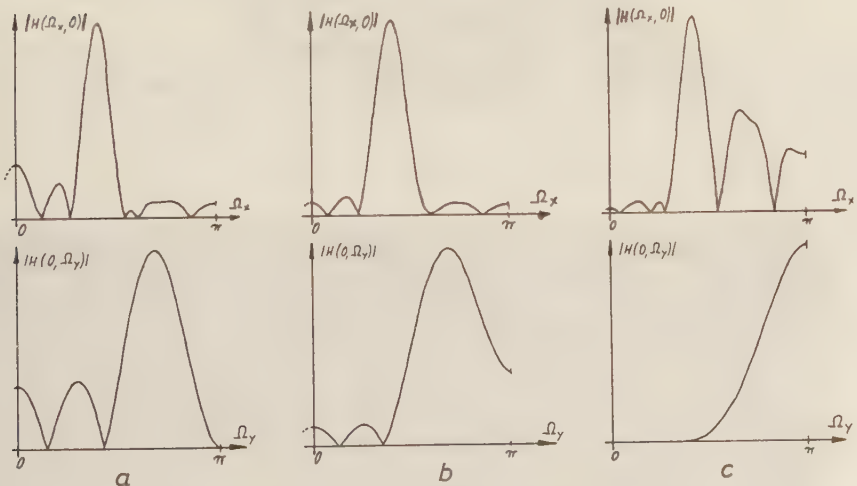


Bild 3.25abc: Approximation zum ringförmigen Bandpaß; jeweils oben horizontaler, unten vertikaler Schnitt durch die Übertragungsfunktion (Erläuterung im Text)

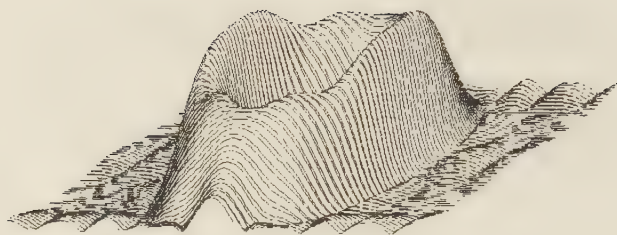


Bild 3.26a: 3D-Plot zu Bild 3.25b

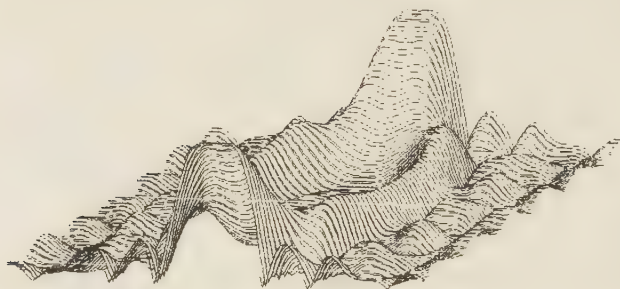


Bild 3.26b: 3D-Plot zu Bild 3.25c

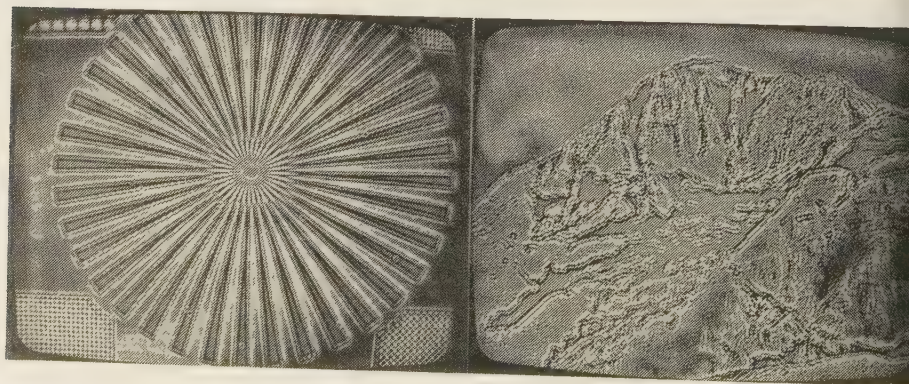


Bild 3.27ab: Wirkung der Übertragungsfunktion von Bild 3.25b
(Originale: Stern bzw. Bild 3.19c)

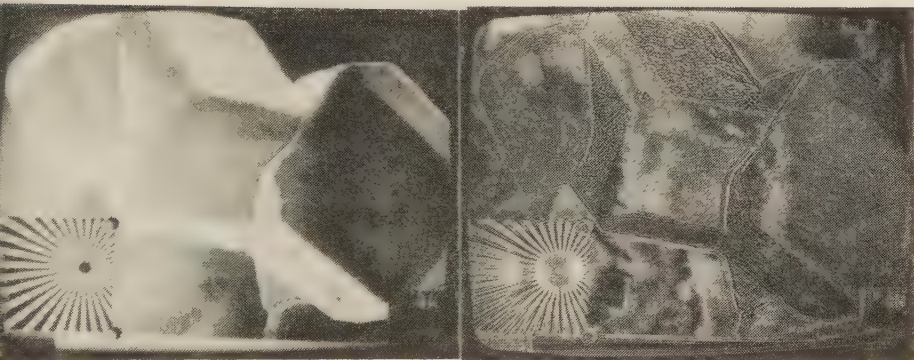


Bild 3.28ab: Wirkung der Übertragungsfunktion von Bild 3.25c
(a: Original; b: gefiltert)

3.6.4. Erweiterung des Schärfentiefebereichs bei der mikroskopischen Abbildung

Bei einer optischen Abbildung mit hoher Apertur (Mikroskop) wird von räumlich ausgedehnten Objekten jeweils nur eine Objektebene scharf abgebildet. Das bedeutet, daß sich ein Gesamteindruck eines solchen Objektes nur durch kontinuierliches Durchfokussieren erhalten läßt. Wünschenswert wäre es aber auch, Bilder dieser Objekte zu erhalten, bei denen alle Objektebenen gleichzeitig scharf abgebildet werden.

Dies ist mit Hilfe eines linearen Verfahrens möglich (/3.19./, /3.20./.). Zunächst wird ein "gemitteltes" Bild des Objektes hergestellt, das man durch Aufaddieren von Bildern mit verschiedenen Fokussierungen erhält. Dieses "gemittelte" Bild enthält die gesamte Information über alle Focusebenen, allerdings sind die hohen Ortsfrequenzen stark gedämpft. Der Unterschied zum gewünschten Spektrum kann durch eine (näherungsweise) ortsinvariante optische Übertragungsfunktion ohne Nullstellen beschrieben werden.

Durch eine Filterung mit einer dazu inversen Übertragungsfunktion kann man aus dem "gemittelten" Bild ein scharfes Bild über alle Fokussierungen erhalten.

Für eine Erweiterung des Schärfentiefebereichs um einen Faktor von ca. 30 benötigt man die in Bild 3.29 gestrichelt gezeichnete, rotations-symmetrische Übertragungsfunktion.

Für ein erstes Experiment wurden die für ein Raster mit horizontal 512 Punkten gerechneten Abtastwerte des idealen Punktbildes für das Filter in der Horizontalen unverändert übernommen, für die übrigen Koeffizienten wurden Zwischenwerte durch lineare Interpolation ermittelt. Trotz dieser etwas rohen Nährung – daraus resultiert u.a. eine Verschiebung des Maximums der Übertragungsfunktion in Richtung höherer Frequenzen – entspricht das Ergebnis in etwa den Erwartungen.

In Bild 3.29 sind außer der gewünschten Übertragungsfunktion noch zwei Schnitte durch die erhaltene Übertragungsfunktion zu sehen, Bild 3.30 zeigt einen 3D-Plot davon.

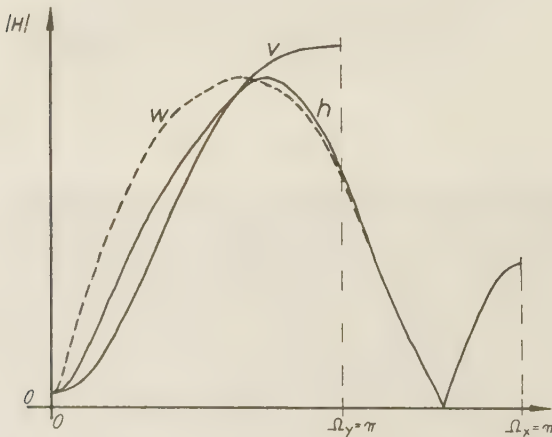


Bild 3.29: Radialer Schnitt durch die Übertragungsfunktion für die Schärfentiefeerweiterung

h: $|H_0(\Omega_x, 0)|$, horizontaler { Schnitt durch die
v: $|H_0(0, \Omega_y)|$, vertikaler { approx. Übertragungsfunktion
w: $|H_0(\sqrt{\Omega_x^2 + \Omega_y^2})|$, gewünschter Verlauf

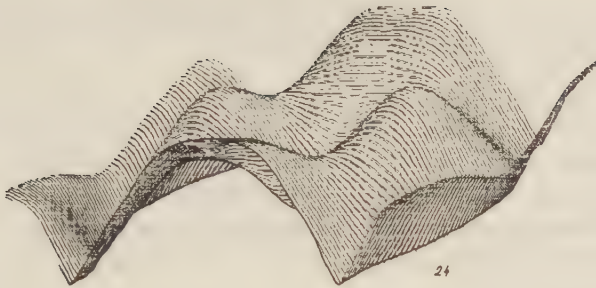


Bild 3.30: 3D-Plot der verwendeten Übertragungsfunktion

Die Bilder 3.31ab zeigen als Anwendungsbeispiel das "gemittelte" und gefilterte Bild einer Diatomee.

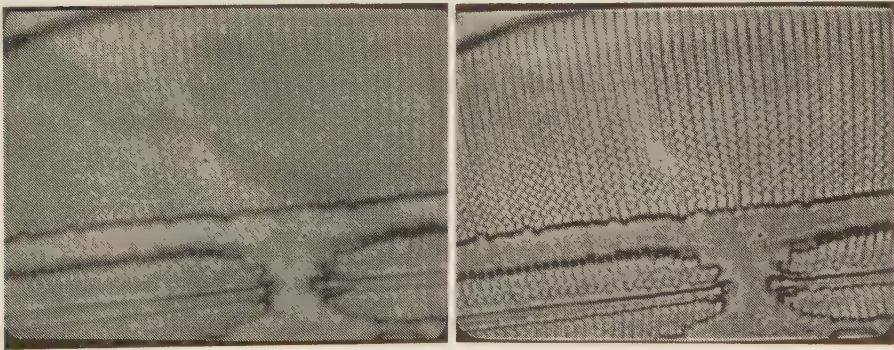


Bild 3.31ab: Original (links) und gefiltertes Bild (rechts)

3.7. Mögliche weitere Anwendungen des beschriebenen zweidimensionalen Transversalfilters mit digitaler Verzögerung

Bei zweidimensionalen, digitalen Transversalfiltern für eine Videosignalverarbeitung wird man aus Aufwandsgründen (Quantisierung, Größe des Punktbildes) keine allzu hohen Ansprüche stellen können. Entsprechende Verarbeitungsvorschläge gehen meist von einer 8-Bit-Quantisierung des Eingangssignals und einer Punktbildgröße mit i.A. weit weniger als 100 Koeffizienten aus.

Hier könnte die beschriebene Filtermethode eine wesentliche Verringerung des Aufwandes (Multiplizierer!) bei einer tolerierbaren Verringerung der Genauigkeit und Reproduzierbarkeit bringen. Aufgaben wie die in /3.21./ vorgeschlagene vertikale Tiefpaßfilterung eines hochzeitigen Videosignals zur Erreichung der theoretisch möglichen vertikalen Auflösung eines normalen Videosignals, erscheinen mit der vorgestellten Methode gut lösbar. Auch die in /3.22./ vorgeschlagenen, zwei- und dreidimensionalen Filteroperationen wären mit der hier erprobten Technik gut durchführbar.

Weiter kann an Anwendungen in Verbindungen mit digitalen Bildverarbeitungssystemen gedacht werden, wenn entsprechende Geschwindigkeitsforderungen bestehen.

Eine wünschenswerte Erleichterung der Handhabung wäre die Einstellung der Koeffizienten über separate Register und D/A-Wandler, die dann über eine digitale Eingabemöglichkeit (Rechner, Tastatur, Lochstreifen ...) vorgegeben werden könnten, anstelle der verwendeten Potentiometer. Bei Verwendung geeigneter Bauteile ließe sich so auch die Genauigkeit und Reproduzierbarkeit steigern.

Mit einer solchen Konfiguration wäre auch eine adaptive Filteranwendung möglich, bei der der Rechner aus den erhaltenen Bildern eine optimale Übertragungsfunktion ermittelt.

4. Echtzeit Pseudo-Stereo Darstellung

Seit einigen Jahren ist die Methode der Pseudofarbendarstellung zur besseren Unterscheidbarkeit der Grautöne eines Schwarz-Weiß-Bildes, oder auch zur Hervorhebung bestimmter Ortsfrequenzen oder Texturen bekannt und auch vielfach kommerziell genutzt. Man nützt dabei aus, daß das menschliche Auge wesentlich mehr Farbabstufungen als Grautöne unterscheiden kann.

Eine andere Eigenschaft des menschlichen Sehens, nämlich das räumliche Unterscheidungsvermögen, wurde dagegen für Displayzwecke bisher nur wenig genutzt. Über Methoden zur Darstellung stereoskopischer Bilder mit Hilfe der Videotechnik wurden in den letzten Jahren eine Reihe von Arbeiten veröffentlicht (z.B. /4.1./,4.2./,4.3/). Es gibt bereits einige Firmen, die "closed circuit"-3D-Videoanlagen herstellen und vertreiben; als Anwendungsgebiete werden z.B. die Fernsteuerung von Manipulatoren oder eine Übertragung zu Lehrzwecken in der Medizin genannt.

Wenn man über ein Display verfügt, das stereoskopisches Sehen ermöglicht, bietet sich an, analog zur Pseudofarbenmethode eine Pseudo-Stereo-Methode zu entwickeln, wo anstatt - oder auch neben - der Farbe, sowie der Helligkeit als Funktion der beiden Ortskoordinaten x und y eines Punktes eine z -Koordinate als zusätzlicher Parameter zur Darstellung beiträgt.

Das Stereo-Sehen beruht darauf, daß die auf den Netzhäuten der beiden Augen eines Betrachters entstehenden Bilder unterschiedlich sind. Bilddetails werden entsprechend den Objektpunktentfernungen und dem Augenabstand in horizontaler Richtung verschoben dargestellt. In einem den Sehnerven "nachgeschalteten" Bereich des Gehirns werden diese beiden Bilder u.a. lokal korreliert, und aus den so festgestellten Verschiebungen von Bildbereichen ein Maß für die Entfernung bzw. die räumliche Ausdehnung der Objektbereiche gewonnen.

Aus den lokalen Tiefeneindrücken wird schließlich ein "Gesamtkonzept" erstellt, das dann den räumlichen Eindruck der Szene darstellt. Dieser Vorgang kann durchaus einige Sekunden dauern. Allerdings gehen in dieses "Gesamtkonzept" auch die Erfahrungen des Betrachters sowie Hinweise, die bereits von einem Einzelbild ableitbar sind, ein, wie etwa Überdeckungen und Perspektiven. Um die lokalen Korrelationen zu ermöglichen, dürfen sich die beiden Teilbilder in ihren Strukturen nicht zu unähnlich sein, d.h., die Verschiebungen müssen bereichsweise etwa konstant sein. Außerdem sollten die aus den Verschiebungen ableitbaren Tiefeninformationen nicht zu einem Widerspruch mit anderen Tiefeneindrücken führen.

Eine ausführliche Analyse dieser "Datenverarbeitung" findet man in dem Buch "Foundations of Cyclopean Perception" von B.JULESZ, der das räumliche Sehen mit Hilfe seiner "Random dot stereograms" untersucht hat /4.4./.

Während bei technischen Anwendungen, die eine natürliche Stereo-Information verwenden (wie etwa bei der Luftbildauswertung) diese Einschränkungen keine Rolle spielen, müssen sie bei einer Pseudo-Stereo Darstellung, wo die Tiefeninformation aus einem Einzelbild selbst oder aus einer zusätzlichen Quelle stammt, berücksichtigt werden.

Die Erzeugung von Stereobildpaaren aus Einzelbildern nach einem Pseudo-Stereo-Algorithmus wurde von A. SAWCHUK vorgeschlagen /4.5./. Er untersuchte einige Möglichkeiten der Gewinnung von Stereo-Information und führte die Experimente mit Hilfe eines digitalen Bildspeichers durch. Da sich die durchzuführenden Verschiebungen auf eine Ortskoordinate (horizontal) beschränken, bietet sich an, sie mit Hilfe einer Videosignalverarbeitung vorzunehmen. Wenn man die Tiefeninformation so aufbereitet hat, daß die genannten Einschränkungen gewahrt sind, dann reduziert sich die Aufgabe der horizontalen Verschiebung von (zweidimensionalen) Bereichen eines Bildes zur Verschiebung von (eindimensionalen) Abschnitten innerhalb von Videozeilen.

Die Videotechnik bietet außerdem Möglichkeiten zur Darstellung dieser Stereobildpaare; etwa mit Hilfe von zwei Bildschirmen unter Verwendung von Polarisationsfiltern und -filterbrillen (damit gelingt auch eine Stereodarstellung in Farbe) /4.6./ oder durch eine Anaglyphendarstellung über zwei Farbkanäle eines Farbmonitors; dabei wird eine FarbfILTERbrille benötigt.

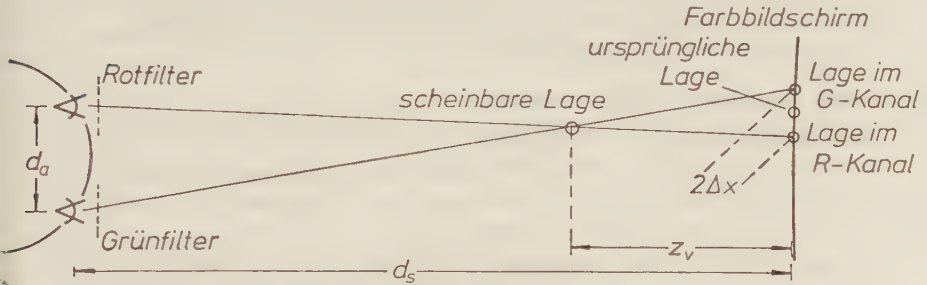


Bild 4.1: Pseudo-Stereo-Darstellung mit dem Anaglyphenverfahren

Die scheinbare dritte Ortskoordinate $z_v(x,y)$ eines Bilddetails erhält man aus einer geometrischen Ähnlichkeitsbeziehung:

$$\frac{d_s - z_v(x,y)}{0,5 d_a} = \frac{z_v(x,y)}{\Delta x_s(x,y)} \rightarrow z_v(x,y) \approx \Delta x_s(x,y) \cdot \frac{2 d_s}{d_a}, \text{ sofern } z_v \ll d_s$$

Dabei ist d_a der Augenabstand, d_s der Betrachtungsabstand und Δx_s die Verschiebung eines Bilddetails im Teilbild für das linke Auge in Bezug auf das ursprüngliche Bild.

$z_v(x,y)$ kann sowohl positiv als auch negativ werden. Ein weiterer Vorteil der Verwendung von Video-Komponenten für Pseudo-Stereo ist die Möglichkeit, in einem Echtzeitverfahren nicht nur Einzelbilder, sondern auch veränderliche Szenen zu verarbeiten.

4.1. Einige Realisierungsmöglichkeiten für Pseudo-Stereo mit Video- technik

Die Darstellung einer Information in Pseudo-Stereo stellt die Aufgabe, aus einem Eingangsbild $I(x,y)$ ein Stereobildpaar $I_L(x,y)$ und $I_R(x,y)$ so herzustellen, daß bei stereoskopischer Betrachtung ein räumliches Bild $I(x,y,z_V)$ entsteht, wobei $z_V = f(x,y)$ einer vorgegebenen Funktion $I_S(x,y)$ möglichst gut entsprechen soll.

Damit sind zwei Teilaufgaben zu lösen:

1) Gewinnung einer Funktion $I_S(x,y)$, die als dritte Ortskoordinate eines Bildes $I(x,y)$ dargestellt werden soll.

$I_S(x,y)$ kann entweder aus $I(x,y)$ selbst gewonnen werden oder eine zusätzliche Information zu $I(x,y)$ darstellen.

2) Erzeugung eines Stereobildpaares aus $I(x,y)$ gemäß $I_S(x,y)$. Wie in 4.0. bereits erwähnt, erfordert nur der erste Schritt eine zweidimensionale Signalverarbeitung, der zweite beschränkt sich bei einer Realisierung mit Hilfe der Videotechnik auf eine eindimensionale Verarbeitung innerhalb der Bildzeilen.

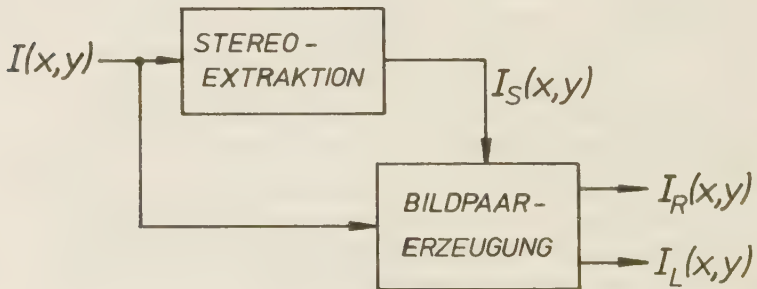


Bild 4.2: Blockdiagramm für Pseudo-Stereo mit $I(x,y) = f(I(x,y))$.

Z.B. wird $I_R(x,y)$ in Grün, $I_L(x,y)$ in Rot dargestellt.

In diesem Abschnitt sollen zunächst einige Möglichkeiten für den zweiten Verarbeitungsschritt diskutiert werden.

Die Erzeugung von Stereopaaren erfordert eine lokale Streckung, Stauchung oder Verschiebung innerhalb der Videozeilen, stellt also eine nicht-lineare Operation dar. Die Durchführung kann entweder im Ortsbereich (durch eine Modulation der Horizontalablenkung des Monitors) oder im Zeitbereich durch entsprechende Verzerrungen des Videosignals erfolgen.

4.1.1. Modulation der Horizontalablenkung

Diese Methode ist unmittelbar einleuchtend. Sie hat darüberhinaus den Vorteil, daß eine Linksverschiebung eines Bilddetails keine Verletzung des Kausalitätsprinzips darstellt, sie hat aber auch einige Nachteile. Da die Verzeichnung in den beiden Teilbildern des Stereopaars i.A. symmetrisch bezüglich des ursprünglichen Bildes, in jedem Fall aber unterschiedlich sein muß, müssen zwei getrennte Bildröhren verwendet werden. Die optische Überlagerung der beiden Teilbilder kann z.B. mit Hilfe eines Teilerspiegels erfolgen /4.6./.

Die Modulation der Ablenkung ist bei magnetisch abgelenkten Bildröhren - u.a. wegen des ohnehin nichtlinearen Zusammenhangs zwischen Ablenkung und Ablenkstrom - eine einigermaßen schwierige Aufgabe. Für ein Experiment wären Monitore mit elektrisch abgelenkten Röhren vorzuziehen. Die Modulation der Horizontal-Ablenkspannungen könnte dann so geschehen wie in Bild 4.3 schematisch dargestellt.

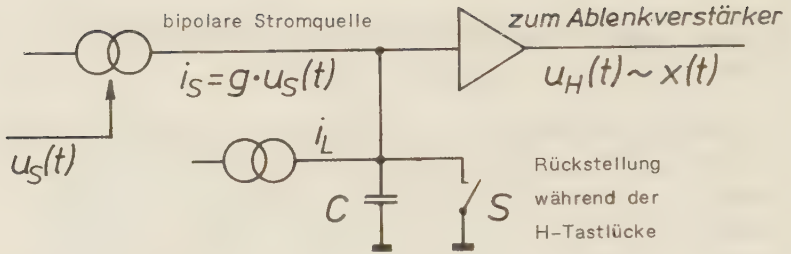


Bild 4.3: Modulation der Horizontal-Ablenkspannung

Um Überschreibungen zu vermeiden, muß der Strahlstrom unterbrochen werden, falls

$$\frac{du_H(t)}{dt} < 0 \text{ wird, d.h., falls } i_S + i_L < 0 \text{ wird.}$$

Wenn man nicht zusätzlich eine Korrektur des Videosignals vornimmt, erhält man eine zusätzliche Intensitätsverzerrung des Bildes, da sich der Elektronenstrahl an den gestauchten (gestreckten) Bildpartien langsamer (schneller) bewegt als bei Darstellung des ursprünglichen Bildes und so das Produkt aus Strahlstrom und Anregungsdauer und damit die Leuchtdichte für diese Bereiche größer (kleiner) wird. Im Extremfall würde so in einem Teilbild ein heller Fleck erscheinen, wo sich im anderen eine dunkle Fläche befindet.

4.1.2. Pseudo-Stereo durch "Verzeichnung" der Videosignale beider Kanäle

Eine Veränderung des zeitlichen Verlaufs eines Videosignals wurde bereits 1953 von CHERRY und GOURIET vorgeschlagen /4.7./ (eine kurze Zusammenfassung findet man auch in /4.8./). Dabei ging es um die Einsparung von Bandbreite bei der Übertragung von Videosignalen durch Einführung einer "Geschwindigkeitsmodulation"; es wurde ein rückgekoppeltes System vorgeschlagen, das die Geschwindigkeit des Abtaststrahls in der Kameraröhre entsprechend der "Strukturfeinheit" des Videosignals steuert.

Wenn man Verzeichnungsoperationen erst nach der Wandlung des auf dem Kameratarget gespeicherten Bildes in ein eindimensionales Zeitsignal durchführen will, liegen die Verhältnisse wegen der Kausalität von Zeitsignalen anders. Da eine Linksverschiebung eines Bilddetails auf dem Bildschirm einer Verschiebung eines Abschnittes im Videosignal einer Zeile in negativer Zeitrichtung entspricht, stellt dies bei einer Echtzeitrealisierung eine nicht kausale Operation dar. Man muß daher eine Gesamtverzögerung einführen, die mindestens so groß wie der Betrag der größten vorkommenden negativen Zeitverschiebung ist, um ein realisierbares (kausales) System zu erhalten. Dies ist z.B. möglich durch Verwendung eines Zwischenspeichers mit der Kapazität einer (oder auch mehrerer) Videozeile(n). Während einer Zeilenperiode wird der Speicher geladen, und während der nächsten wieder ausgelesen; ein zweiter Zwischenspeicher wird gegenphasig betrieben. Die "Verzeichnung" des Signals kann dabei auf drei Arten geschehen: während des Einschreibens, während des Auslesens, oder durch Verarbeitung des gespeicherten Signals. Gegebenenfalls können diese Methoden auch kombiniert werden.

Benötigt werden dabei die Verzeichnungsoperationen:

- Stauen von Signalabschnitten (1),
- Strecken von Signalabschnitten (2),
- Verschieben von Signalabschnitten (3) sowie
- Überdecken (Auslassen) von Signalabschnitten (4).

Diese Operationen sind nicht unabhängig voneinander, da die Länge (Zeitdauer) einer Videozeile feststeht und keine Lücken entstehen dürfen. Außerdem verlangt die erwünschte Symmetrie der beiden Teilbilder, daß einer Streckung in einem Teilbild eine Stauchung im anderen entspricht, und einer Linksverschiebung oder Überdeckung nach links in einem Teilbild eine entsprechende Operation in Gegen-

richtung in anderen entspricht. Für die Zwischenspeicherung des Signals einer Videozeile in Echtzeit eignen sich insbesondere zeitdiskrete Speichermedien, und zwar einerseits Ladungstransferelemente (vgl. 3.2.3.) und andererseits digitale Halbleiterspeicher. Im Folgenden sollen einige Aspekte einer "Verzeichnung" auf die drei o.g. Arten mit diesen beiden Technologien aufgezeigt werden.

4.1.2.1. Verzeichnung durch Manipulationen an den gespeicherten Abtastwerten

Eine Einführung der gewünschten Verzeichnung durch Verarbeitung der gespeicherten Daten einer Videozeile erfordert einen (möglichst wahlfreien) Zugriff auf diese; Einschreiben und Auslesen kann mit der Taktrate erfolgen. Obwohl eine Verwendung von Ladungstransferelementen, die ja vom Prinzip her serielle Speicher darstellen, nicht unbedingt ausgeschlossen ist (etwa bei Verwendung von Transversalfilterbausteinen in Verbindung mit Analogmultiplexern, ähnlich Bild 4.4) wird man eine Realisierung mit digitalen "Random Access"-Speicherbausteinen vorziehen.

Im einfachsten Fall kann eine Stauchung durch Unterabtastung der gespeicherten Daten, eine Streckung durch Wiederholung von Abtastwerten vorgenommen werden. Z.B. erhält man eine Stauchung um einen Faktor 3, wenn man die Abtastwerte so umsortiert, daß je zwei von drei Werten weggelassen und die verbliebenen nach "links" zusammengeschoben werden. Für höhere Ansprüche kann man anstelle einer einfachen Unterabtastung eine Mittelung vornehmen; einerseits lassen sich dadurch Stauchungen um beliebige Faktoren auch innerhalb kleiner Bereiche erreichen, andererseits vermeidet man eine Verletzung des Abtasttheorems ("Aliasing") als Folge der Unterabtastung.

Anstelle einer Streckung durch Wiederholung von Abtastwerten kann man Zwischenwerte durch Interpolation errechnen und so auch eine Streckung um beliebige Faktoren erreichen.

Die Operation "Überdecken" kann als einfache Adressänderung ausgeführt werden, wobei der alte Inhalt der neuen Speicheradressen gelöscht wird. Die Verschiebungen sind dann durch die innerhalb einer Zeile vorgenommenen Stauchungen, Streckungen und Überdeckungen bereits vollständig bestimmt, wenn man die Ausgangsdaten lückenlos anordnet.

Für eine solche Durchführung werden sowohl die Abtastwerte $u(k)$ ($0 \leq k \leq k_{\max}$, $k \in \mathbb{N}$) einer Videozeile als auch die Abtastwerte $u_s(k)$ der zugehörigen Stereoinformation bei der Verarbeitung benötigt, sie müssen also zunächst durch entsprechend schnelle A/D-Wandler bereitgestellt und abgespeichert werden. Der Verarbeitungsalgorithmus könnte dann z.B. folgendermaßen arbeiten:

Zunächst wird für jeden gespeicherten Wert $u(k)$ eine gewünschte Adresse $k + a(k)$, $-a_{\max} \leq a(k) \leq a_{\max}$, $a(k) \in \mathbb{R}$, entsprechend $u_s(k)$, ermittelt. Dann wird geprüft, ob dadurch Überdeckungen auftreten; in den doppelt besetzten Bereichen wird im Teilbild für das linke Auge "nach rechts überdeckt", im Teilbild für das rechte Auge "nach links überdeckt", d.h., es werden jeweils die Signalabschnitte beibehalten, die als näher zum Betrachter dargestellt werden sollen.

Schließlich muß noch auf realisierbare Ausgangsadressen umgerechnet werden – entweder durch Rundung oder Abschneidung von $k + a(k)$ in Verbindung mit Wiederholung bzw. Weglassung von Abtastwerten (so, daß jede Position k' , $0 \leq k' \leq k_{\max}$, $k' \in \mathbb{N}$ im Datensatz einer Zeile des Ausgangsbildes besetzt ist), oder durch Interpolation bzw. Mittelung der $u(k')$ aus den $u(k + a(k))$.

Eine solche Verarbeitung hat den Vorteil, daß alle notwendigen Operationen ohne wesentliche Einschränkungen durchführbar sind. Allerdings erfordert sie einigen Rechenaufwand für die notwendigen Umadressierungen sowie die Interpolationen und Mittelungen, so daß dieses Verfahren eher für eine "off-line"-Implementierung mit Hilfe eines Bildspeicher- und Rechnersystems geeignet erscheint, als für eine Echtzeitrealisierung. Es wurde in ähnlicher Weise bereits von A.A. SAWCHUK /4.5./ verwendet.

4.1.2.2. Verzeichnung durch Veränderung des Auslesetaktes

Bei Verwendung von Schieberegistern als Zwischenspeicher ermöglicht eine Veränderung der Auslesetaktfrequenz um einen Mittelwert, der gleich der (festen) Einschreibtaktfrequenz sein soll, eine – innerhalb gewisser Grenzen – einfache Durchführung der Operationen (1) und (2). Eine Frequenzerhöhung des Auslesetaktes entspricht einer Stauchung, eine Verringerung hat eine Streckung eines Bilddetails zur Folge. Alle Abtastwerte erscheinen am Ausgang des Schieberegisters wieder, eine Verletzung der Bedingungen des Abtasttheorems bezüglich dem Eingangssignal kann durch die Veränderung des Auslesetaktes nicht erfolgen. Eine starke Verminderung des Auslesetaktes wird i.A. keine besonderen Schwierigkeiten bereiten, jedoch sind einer Erhöhung immer technologische Grenzen gesetzt, d.h., der maximale Stauchungsfaktor ist bei diesem Verfahren beschränkt.

Da aber andererseits bei Verwendung eines seriellen Speichers alle eingeschriebenen Abtastwerte wieder am Ausgang erscheinen, bereitet eine Überdeckungsoperation Schwierigkeiten. Sie kann entweder nur näherungsweise durch eine sehr starke Stauchung erreicht werden (die ja ihrerseits Schwierigkeiten bereitet), oder durch Verwendung eines seriellen Speichers mit parallelem Ausgang sowie eines Multiplexers.

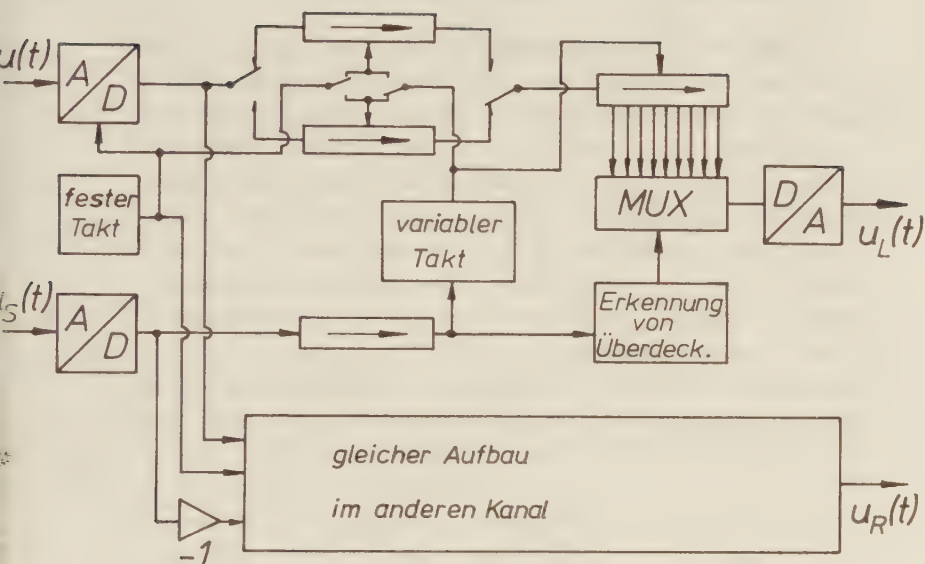


Bild 4.4: Blockschaftbild für eine Stereopaarerzeugung mit digitalen Bausteinen nach dem in 4.1.2.2. beschriebenen Verfahren

Die Summe der überdeckten Abtastwerte in einer Zeile darf damit höchstens so groß werden wie die Zahl der Parallelausgänge. Eine andere Möglichkeit besteht darin, den Einschreibtakt für die Zeit zu sperren, in der Abtastwerte von zu überdeckenden Bereichen am Speichereingang anliegen. Damit werden allerdings die vorzunehmenden Operationen an verschiedenen Stellen und zu verschiedenen Zeiten erledigt.

Der feste Einschreibtakt macht dieses Verfahren besonders für eine Realisierung mit digitalen Komponenten geeignet, da dann nur ein schneller A/D-Wandler für das Videosignal und ein weiterer für die Stereoinformation benötigt wird; auch die Verwendung von Serien-Parallel-Schieberegistern und Multiplexern für die Überdeckungsoperation bedeutet keine besonderen Schwierigkeiten.

4.1.2.3. Verzeichnung durch variablen Einschreibtakt

Eine weitere Möglichkeit, die gewünschten Verzeichnungen zu erreichen, besteht darin, den Einschreibtakt zu verändern und den Auslesetakt konstant zu halten. Überdeckungen können durch Abschalten des Taktes erreicht werden. Diese Methode hat den Vorteil, daß $u_s(t)$ nicht mit zwischengespeichert werden muß, und alle notwendigen Operationen an einer Stelle (Takterzeugung des Einschreibtaktes) durchgeführt werden können. Andererseits braucht man für jeden der beiden Kanäle einen eigenen Abtaster (bei einer digitalen Realisierung also einen video-fähigen A/D-Wandler) und es gelten weitergehende Einschränkungen für die Stauchungs- und Streckungsoperation. Anders als bei der Methode nach 4.1.2.2. darf die variable Taktfrequenz ein Minimum, das gleich der doppelten Bandbreite des Videosignals ist, nicht unterschreiten, um "Aliasing" zu vermeiden. Damit ist der maximale Stauchungsfaktor durch die Signalbandbreite und die Mittenfrequenz der Abtastung bestimmt. Das Verhältnis der technologisch bedingten oberen Grenze für die Abtastfrequenz zur Mittenfrequenz gibt bei diesem Verfahren den maximalen Streckungsfaktor vor. Bild 4.5 zeigt ein Beispiel für diese Methode.

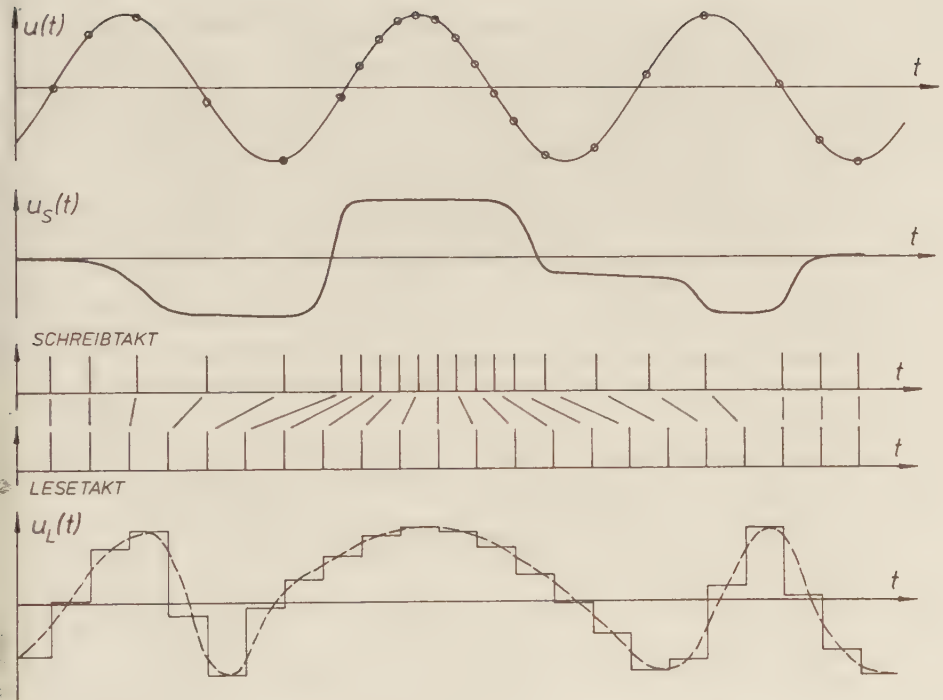


Bild 4.5: Beispiel für eine Verzeichnung durch Abtastung mit variablem und Auslesen mit festem Takt

Trotz seiner Beschränkungen eignet sich dieses Verfahren besonders gut für eine Echtzeit-Anwendung, da die Stereoinformation $u_s(t)$ nur an einer Stelle zur Steuerung des variablen Taktoszillators benötigt, $u_s(t)$ also nicht mit abgespeichert werden muß, und keine komplizierten Verarbeitungen von $u_s(t)$ notwendig sind (es müssen nur Überdeckungen detektiert und die Taktleitung entsprechend unterbrochen werden). Bei einer Realisierung mit Ladungstransferbausteinen bedeutet auch die unterschiedliche Abtastung in den beiden Kanälen keinen Mehraufwand. (Prinzipschaltbild siehe Bild 4.8 in Kapitel 4.3.1.).

4.1.2.4. Eigenschaften der Verzeichnungseinführung durch Variation der Taktfrequenzen

Bei den beiden letztgenannten Verfahren ist die Verschiebung einzelner Abtastwerte ("Bildpunkte") nicht unabhängig voneinander durchführbar. Infolge der Verwendung von seriellen Speichern erhält man die Verschiebung eines Abtastwertes aus der Summe der Abweichungen vom Mittelwert aller vorangegangenen Taktperiodendauern der betreffenden Zeile. Dadurch bleibt die Reihenfolge der Abtastwerte immer erhalten, während man dies bei den beiden anderen Verfahren durch zusätzliche Maßnahmen sicherstellen muß (insbesondere beim ersten Verfahren - der Verzerrung der Horizontalablenkung - bedeutet dies zusätzlichen Aufwand).

Beim Verfahren nach 4.1.2.2. wird im Ausgangsbild $I_L(x,y)$ die Ortskoordinate des k-ten Bild"punktes" einer Zeile zur Summe über die horizontalen Ausdehnungen $\Delta x_{L\alpha}$ aller in der betreffenden Zeile vorangegangenen Bild"punkte", also

$$x_{Lk} = \sum_{\alpha=0}^k \Delta x_{L\alpha} \quad \text{mit} \quad \Delta x_{L\alpha} = \Delta x_0 \cdot a_{L\alpha},$$

während man bei Auslesung mit konstantem Takt $x = k \cdot \Delta x_0$ erhalten hätte.

Die Verschiebung beträgt somit $\Delta x_s(k) = \sum_{\alpha=0}^k (a_{L\alpha} - 1),$

entspricht also der Summe über alle Abweichungen der Taktperiode des Auslesetaktes vom Einschreibtakt.

Beim Verfahren nach 4.1.2.3., das auch beim praktisch aufgebauten System verwendet wurde, sollen durch Abtastung mit variablen Takten aus $u(t) \hat{=} I(x,y)$ die Signale

$$u_L(t) = u(t - K_s \cdot u_s(t)) \hat{=} I_L(x,y)$$

$$\text{und} \quad u_R(t) = u(t + K_s \cdot u_s(t)) \hat{=} I_R(x,y)$$

entstehen. Dabei repräsentiert $u_s(t)$ die darzustellende Tiefe, K_s ist eine Konstante.

Bei der Abtastung werden die Folgen $u_L(k) = u\left(t = \tau \sum_{\alpha=0}^k a_{L\alpha}\right)$

und $u_R(k) = u(t = \tau \sum_{x=0}^k a_R x)$ gebildet.

Dabei bezeichnet τ den Mittelwert der Abtastperiode, der gleich der Periodendauer des Auslesetaktes sein soll, um eine kontinuierliche Verarbeitung zu ermöglichen (für den Einschreibe- und Auslesevorgang steht ja jeweils die gleiche Zeit, eine Zeilendauer, zur Verfügung). Die Modulation der Taktfrequenzen soll symmetrisch erfolgen, also $a_L(k) + a_R(k) = 2$ für alle Werte von k . (Überdeckungen, bei denen, wie bereits erwähnt, die Taktimpulse unterdrückt werden, sind dabei zunächst nicht berücksichtigt.)

Die für die Modulation der Taktfrequenzen notwendigen spannungsge-
steuerten Oszillatoren (VCO) lassen sich z.B. so aufbauen (vgl. 4.3.2.),
daß entsprechend ihrer Eingangsspannung zunächst ein Strom erzeugt
wird, der einen Kondensator auflädt. Hat die Spannung am Kondensator
einen bestimmten Wert erreicht, dann wird ein Taktimpuls abgegeben und
der Kondensator wieder entladen. Der k -te Taktimpuls, vom Beginn einer
Videozeile an gezählt, wird also dann abgegeben, wenn das Zeitintegral
über der Steuerspannung seit dem $(k-1)$ -ten Taktimpuls einen vorge-
gebenen Wert erreicht hat, also wenn

$$K_0 = \int_{t' = \tau \sum_{x=1}^{k-1} a_x}^t u_{vco}(t') dt' = \int_0^{a_k \tau} u_{vco}(t' - \sum_{x=1}^{k-1} a_x \tau) dt' \quad (\tau = \text{Periode des Auslesetaktes}).$$

Damit beträgt die Anzahl der seit Beginn einer Zeile abgegebenen Takt-
impulse

$$k = \frac{1}{K_0} \text{Int} \left\{ \int_0^t u_{vco}(t') dt' \right\}.$$

Im Folgenden wird vorausgesetzt:

$$\text{Int} \left\{ \int_0^t u_{vco}(t') dt' \right\} = \int_0^t u_{vco}(t') dt',$$

d.h., das Integral wird nur für die Abtastzeitpunkte ausgewertet.

Beim Auslesen wird der Abtastwert $u(k) = u(t = \tau \sum_{x=0}^k a_x)$

zum Zeitpunkt $t = k \cdot \tau$ ausgegeben (die Zeit wird dabei jeweils vom Beginn einer Zeilenperiode aus gerechnet, ohne Berücksichtigung der Verzögerung um eine ganze Zeilenperiode).

Damit erhält man eine Verschiebung $(= t_{\text{Nachher}} - t_{\text{Vorher}})$

$$\Delta t(t) = k \cdot \tau - t = \frac{\tau}{K_0} \cdot \int_0^t u_{VCO}(t') dt' - t.$$

Setzt man $u_{VCO}(t) = u_0 + u_{s1}(t)$, dann wird daraus

$$\Delta t(t) = \frac{\tau}{K_0} \cdot u_0 t - t + \frac{\tau}{K_0} \cdot \int_0^t u_{s1}(t') dt'.$$

Wählt man $u_0 = \frac{K_0}{\tau}$ und $u_{s1}(t) = \frac{d}{dt} (u_s(t))$,

so erhält man schließlich

$$\Delta t(t) = \frac{\tau}{K_0} \cdot \int_0^t \left(\frac{d}{dt'} u_s(t') \right) dt' = \frac{\tau}{K_0} (u_s(t) - u_s(0)).$$

Das bedeutet, daß als Eingangsgröße für den spannungsgesteuerten Oszillator die Summe aus dem Differentialquotienten der gewünschten Funktion $u_s(t)$ und einer konstanten Spannung gewählt werden muß. Dieser konstante Anteil sorgt dafür, daß der Mittelwert der Abtastperiodendauer gleich der Ausleseperiodendauer wird.

Da bei der Differentiation der Anfangswert $u_s(0)$ des Tiefensignals verloren geht, muß dieser getrennt übertragen und zur Steuerung des Zeitpunktes des Einschreibebeginns verwendet werden.

In der Praxis stellt sich das Problem, daß der Aussteuerbereich eines spannungsgesteuerten Oszillators immer begrenzt ist, d.h., die mit dieser Methode erreichbaren Streckungs- und Stauchungsfaktoren sind begrenzt. Zwar lassen sich sehr starke Stauchungen auch durch Auslassung von Abtastwerten erreichen (siehe unten), sehr starke Streckungen erfordern aber entweder die Einfügung zusätzlicher Abtastwerte oder

eine geeignete Manipulation beim Auslesevorgang (z.B. eine Unterbrechung des Auslesetaktes, verbunden mit einem Festhalten des letzten Wertes).

Treten Überdeckungen auf, d.h. wird ein Teil der Abtastwerte nicht in den Zwischenspeicher eingeschrieben bzw. die Abtastimpulse teilweise unterdrückt, dann erhält man eine Verschiebung

$$\Delta t(t) = (k - n(t))\tau - t = \frac{\tau}{K_0} \int_0^t u_{KO}(t') dt' - \tau n(t) - t$$

die sich zusammensetzt aus einem Anteil als Folge der Taktfrequenzmodulation und einer "Links"-Verschiebung infolge der ausgelassenen Abtastwerte. Dabei ist $n(t)$ die Anzahl der in der betreffenden Zeile seit Beginn ausgelassenen Abtastwerte, zunächst unter der Annahme, daß der Taktfrequenzoszillator während dieser Abschaltung mit seiner Ruhefrequenz $\frac{1}{\tau}$ schwingt. Mit $n(t) = \text{Int} \left\{ \frac{1}{\tau} \cdot \int_0^t r(t') dt' \right\}$ und $r(t)$, einer binären Funktion, die die Taktabschaltung kontrolliert:

$$r(t) = \begin{cases} 1, & \text{wenn Takt abgeschaltet} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

erhält man

$$\begin{aligned} \Delta t(t) &= (k - n(t))\tau - t \approx \frac{\tau}{K_0} \int_0^t u_{KO}(t') dt' - \int_0^t r(t') dt' - t = \\ &= \frac{\tau}{K_0} u_0 + \frac{\tau}{K_0} \int_0^t u_{S1}(t') dt' - \int_0^t r(t') dt' - t = \\ &= \frac{\tau}{K_0} \int_0^t \left(\frac{d}{dt'} u_S(t') \right) \cdot (1 - r(t')) dt' - \int_0^t r(t') dt'. \end{aligned}$$

Daraus ist abzulesen, daß die Oszillatorfrequenz während der Taktabschaltungen keinen Einfluß hat, also beliebig sein darf. Die Steuerung des Oszillators erhält man

daraus zu

$$u_{VCO}(t) = \begin{cases} u_0 + \frac{d}{dt} (u_s(t)) & \text{für } r(t) = 0 \\ \text{beliebig} & \text{für } r(t) = 1 \end{cases}$$

Aus der darzustellenden Stereoinformation müssen dazu die Signale $u_s(t)$ für Streckungen und Stauchungen und $r(t)$ für Überdeckungen aufbereitet werden.

4.1.3. Erzeugung der Stereo-Steuersignale, insbesondere für die Methode von 4.1.2.3.

Bei der Anwendung einer der Methoden von 4.1.1. und 4.1.2. ist es zunächst notwendig, aus der gewünschten Stereoinformation $I_S(x,y)$ - die durch viele verschiedene Verfahren gewonnen worden sein kann, vgl. 4.2. - die Steuersignale für die Horizontalablenkung und Strahlstrommodulation (vgl. 4.1.1.) bzw. für die Ansteuerung der Taktoszillatoren (vgl. 4.1.2.2. bis 4.1.2.4.) abzuleiten.

4.1.3.1. Zweidimensionale Glättung

In den meisten Fällen wird zunächst eine (zweidimensionale) Glättung von $I_S(x,y)$ notwendig sein, um das damit erzeugte Bildpaar den Stereofähigkeiten des menschlichen Sehens anzupassen, d.h. vor allem, die lokalen Verschiebungen bereichsweise etwa konstant zu machen. Insbesondere dürfen (ungefähr vertikal verlaufende) lineare Bildelemente (wie z.B. Straßen in einem Luftbild) bei der Verarbeitung zwar verbogen, nicht aber zu regelmäßig gezacktem Verlauf verformt werden, weil sonst der Korrelationsmechanismus des menschlichen Sehens versagt. Bei einer Anwendung des Pseudo-Stereo-Verfahrens in Video-Echtzeit wird damit eine zweidimensionale Mittelung über ein Video-

signal (das dem darzustellenden Höhenprofil entspricht) notwendig. Daraus ergab sich der Anlaß zu dem in 3.5. beschriebenen Aufbau eines zweidimensionalen Videofilters.

4.1.3.2. Erkennung von Überdeckungen

Nach der Glättung der Stereoinformation müssen die darin eventuell enthaltenen Überdeckungen erkannt und ein Steuersignal zur Abschaltung des Strahlstroms (vgl. 4.1.1.) bzw. für die Signalverarbeitung, beim Verfahren nach 4.1.2.3. also zur Abschaltung der Abtastung, erzeugt werden. Es lassen sich zwei Arten von Überdeckungen unterscheiden, die zwar optisch völlig gleichwertig sind, die aber bei einer elektronischen Echtzeitrealisierung mit Hilfe (eindimensionaler) Zeitsignale wegen der Kausalitätseigenschaften solcher Signale ein verschiedenes Vorgehen erfordern.

Wenn sich in einer natürlichen, dreidimensionalen Szene ein isoliertes Objekt vor einem Hintergrund befindet (z.B. ein Haus vor einer Landschaft), dann wird im linken Teilbild des zugehörigen Stereobildpaares das Objekt ein Stück des Hintergrundes verdecken, das im rechten Teilbild sichtbar ist (= Rechtsüberdeckung) und umgekehrt (= Linksüberdeckung).

Wenn man nun das Stereobildpaar aus einem Bild, das einer mittleren Position entspricht, und der Entfernung jedes Bildpunktes von der Bildebene erzeugen will, dann muß man bei der Erzeugung des Teilbildes $I_L(x,y)$ für das linke Auge Rechtsüberdeckung, für $I_R(x,y)$ aber Linksüberdeckung durchführen. Bei einer Videorealisation gemäß 4.1.1. oder 4.1.2.3. erfordert aber eine Linksüberdeckung eine Auslassung von Abtastwerten vor dem Beginn des überdeckenden Signalteils, also eine nichtkausale Operation. Bild 4.6 verdeutlicht dies an einem Beispiel.

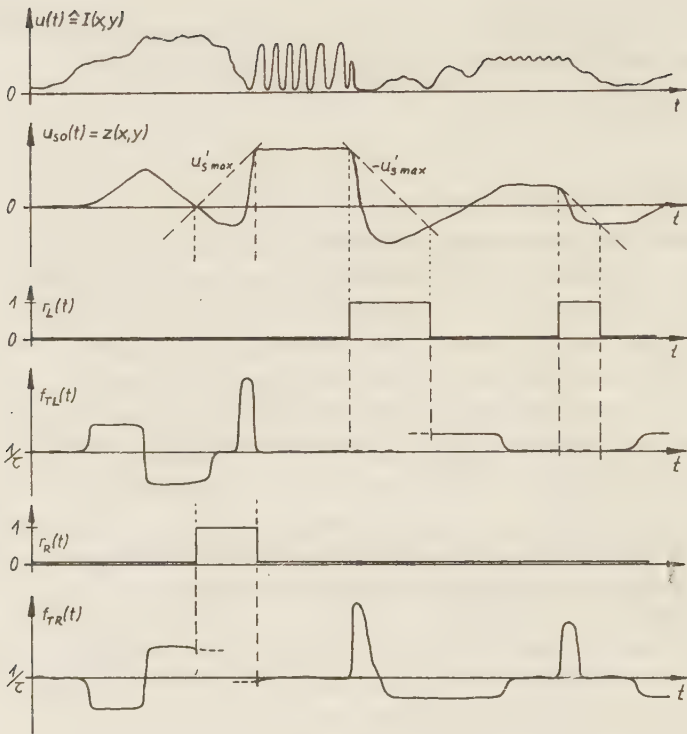


Bild 4.6: Beispiel für eine Steuersignalerzeugung für das Verfahren von 4.1.2.3. aus der darzustellenden Höhe.

Der Beginn einer Rechtsüberdeckung ist dadurch gekennzeichnet, daß ein Grenzwert für die negative Steigung überschritten wird:

$$\frac{d}{dt} (u_{so}(t)) < -u'_s \max;$$

den Bereich t' einer Rechtsüberdeckung, vom Zeitpunkt t_A seines Beginns an gerechnet, erhält man dann aus der Beziehung:

$$u_{so}(t_A + t') \leq u_{so}(t_A) - t' \cdot u'_s \max$$

Der Bereich einer Linksüberdeckung ist dadurch gekennzeichnet, daß

es zu jedem t mindestens ein t' gibt mit

$$u_{so}(t + t') > u_{so}(t) + t' \cdot u'_s \max.$$

Rechtsüberdeckungen im Stereo-"Rohsignal" lassen sich nach diesem Konzept relativ leicht detektieren, z.B. durch Begrenzung der Steigung von $u_{so}(t)$, (etwa mit Hilfe eines Operationsverstärkers mit endlicher, aber konstanter Anstiegsgeschwindigkeit), und nachfolgender Differenzierung sowie einem Schwellwertschalter. Auch eine digitale Realisierung ist nicht allzu aufwendig.

Die Erkennung des Beginns und Bereichs einer Linksüberdeckung erfordert dagegen zum Zeitpunkt t die Kenntnis des dem aktuellen Wert $u_{so}(t)$ folgenden Verlaufs der Funktion. Ein solch nichtkausales Verhalten läßt sich nur ähnlich wie beim Transversalfilter durch Einführung einer zusätzlichen Zeitverzögerung $n \cdot \tau$ simulieren, etwa indem man nach einer Zeitdiskretisierung des Signals den Abtastwert $u_{so}(t+n \cdot \tau)$ gleichzeitig mit den Werten $u(t)+n \cdot \tau \cdot u'_s \max$, $u(t+\tau) + (n-1) \tau \cdot u'_s \max$, ..., $u(t+(n-1) \tau) + \tau \cdot u'_s \max$ vergleicht und die Ergebnisse dieser Vergleiche in einer ODER-Verknüpfung zusammenfaßt.

4.1.3.3. Differentiation

Das bereits beschriebene, integrierende Verhalten einer Einführung der gewünschten Verzeichnung durch die Modulation der Abtasttaktfrequenzen erfordert eine Differentiation der entsprechenden Steuerspannungen der Taktoszillatoren. Diese Differentiation läßt sich mit einer für praktische Anwendungen ausreichenden Genauigkeit durch eine Differenzenbildung ersetzen (Bild 4.7).

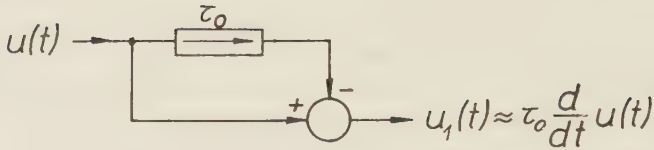


Bild 4.7: Differenzenbildung zur Approximation einer Differentiation

Aus $F\{u(t)\} = U(j\omega)$ folgt $F\left\{\frac{d}{dt}u(t)\right\} = j\omega \cdot U(j\omega)$

Die Übertragungsfunktion des Systems von Bild 4.7 lautet

$$H(j\omega) = 1 - e^{-j\omega\tau_0} \approx j\omega\tau_0 \quad \text{für } \omega\tau_0 \ll 1$$

Damit ist für kleine Werte des Produktes $\omega\tau_0$ die Ausgangsgröße $u_1(t)$ bis auf den Faktor τ_0 näherungsweise gleich der ersten Ableitung von $u(t)$.

Im vorliegenden Anwendungsfall liegen die wesentlichen Spektralanteile der zu differenzierenden Funktion $u_{so}(t)$ im Bereich zwischen 15 kHz und 1 MHz; daraus erhält man - je nach zulässigem Fehler - Werte für τ_0 im Bereich von 20 ... 200 nsec, die sich gut mit Hilfe eines LC-Netzwerkes (Tiefpaß oder Allpaß) realisieren lassen.

4.2. Gewinnung der Stereo-Information

Die dargestellten Methoden sind einerseits geeignet, aus einem Einzelbild und der zugehörigen ("echten") Tiefeninformation ein Stereobildpaar zu erzeugen. Dies kann ggf. dazu verwendet werden, bei der Übertragung von Stereobildpaaren eine erhebliche Reduktion der benötigten Bandbreite zu erreichen, da das (eindimensionale) Zeitsignal einer Tiefeninformation im Vergleich zum zugehörigen (Einzel-) Bildsignal eine wesentliche geringere Bandbreite aufweist.

Anstelle der doppelten Bandbreite eines normalen Videosignals wäre bei einer Übertragung von Einzelbild- und Tiefensignal nur die ca. 1,2-fache Bandbreite erforderlich.

Das eigentliche Ziel war aber nicht ein Verfahren zur Darstellung "echter" Stereobilder, sondern ein Pseudo-Stereo Verfahren; d.h. die dargestellte Tiefe dient der Darstellung oder Verdeutlichung einer zum Bild gehörenden Information, die ihrerseits entweder durch zusätzliche physikalische Vorgänge gewonnen worden sein kann, oder aber aus dem dargestellten Bild selbst stammt. Ein Beispiel für die erste Möglichkeit: es wäre mit Hilfe des Verfahrens möglich, aus zwei durch verschiedene bildgebende Verfahren zustande gekommenen Videobildern des gleichen Objektes ein stereoskopisches Bild zu erzeugen, indem man eines der beiden ursprünglichen Bilder als Höhe darstellt. Einfacher ist die zweite Möglichkeit. Es sind bereits einige Möglichkeiten vorgeschlagen und auch erprobt worden, aus einem Einzelbild eine Stereoinformation zu extrahieren.

Im Folgenden dazu einige Beispiele.

- a) Die einfachste Möglichkeit ist, die Intensität eines Bildpunktes als seine Höhe dazustellen. A.A. SAWCHUK /4.5./ konnte bereits zeigen, daß sich damit brauchbare Stereobildpaare erzeugen lassen.
- b) Eine zweite Möglichkeit, die bereits in /4.5./ beschrieben wird, ist die Anwendung des ROBERTS-Operators auf das Bild zur Gewinnung einer Stereoinformation. Es handelt sich dabei um einen einfachen Algorithmus zur Kantendetektion, der sich auch gut für Echtzeitanwendungen eignet:

$$e(k,l) = /u(k,l) - u(k+1,l+1)/ + /u(k+1,l) - u(k,l+1)/$$

Einige weitere Methoden zur Kantendetektion, die nur über eine enge Umgebungen des geraden betrachteten Bildpunktes arbeiten und damit auch für eine Echtzeitanwendung geeignet erscheinen, findet man in /4.9./. Auch das in /4.7./ bereits verwendete Maß W für die "Struktur-

feinheit" eines Videosignals $u(t)$ innerhalb des Zeitintervalls $t_1 \dots t_2$

$$W = \int_{t_1}^{t_2} \left| \frac{d}{dt} u(t) \right| dt$$

könnte, als Höhe dargestellt, zu einem brauchbaren Stereoeindruck führen.

c) Wenn das Einzelbild ein in x-Richtung schräg beleuchtetes Objekt mit einer winkelabhängigen Reflexion darstellt, dann wird die beobachtete Intensität etwa linear von der Steigung abhängen (nach einem Vorschlag von A. LOHMANN (pers. Mitteilung)):

$$I(x,y) \approx I_0 + K \cdot \frac{\partial z(x,y)}{\partial x}$$

$$\begin{aligned} \text{damit wird } z_V(x,y) &\approx \frac{1}{K} \cdot \int_{-\infty}^x (I(x', y) - I_0) dx' \approx \\ &\approx \frac{1}{K} \cdot \int_{x_0}^x (I(x', y) - I_0) dx' \end{aligned}$$

Setzt man $x_0 \triangleq$ linker Bildrand und $I_0 =$ Mittelwert von $I(x,y)$, dann ist diese Möglichkeit mit dem in 4.1.2.3 beschriebenen Verfahren besonders leicht zu verwirklichen, da aufgrund des integrierenden Verhaltens dieser Verzeichnungsmethode nur der Differenzierer weggelassen werden muß. Ein Zeitsignal $u_{s1}(t) = u(t) - u_0$, das in obiger Gleichung dem Term $I(x,y) - I_0$ entspricht, wird dann direkt zur Ansteuerung der Taktoszillatoren verwendet.

d) In vielen Fällen kann eine nichtlineare Operation ein Bestandteil der Signalverarbeitung zur Extraktion einer Stereoinformation sein. Durch Anwendung einer zeitinvarianten und gedächtnislosen Nichtlinearität auf das Videosignal kann man eine beliebige Zuordnung der darzustellenden Höhe zu Intensität im ursprünglichen Bild festlegen.

e) Wenn man eine Nichtlinearität (z.B. eine Betragsbildung) nach einer linearen, ggf. zweidimensionalen, Operation (etwa einer Bandpaßfilterung)

anwendet, kann man das Auftreten bestimmter Strukturen (Ortsfrequenzen) im ursprünglichen Bild im Stereobild als Höhe darstellen. Diese Möglichkeit könnte bei einem interaktiven Verfahren zur Bildauswertung (etwa zur Suche nach bestimmten Strukturen in einem mikroskopischen Präparat) von Interesse sein.

f) Eine Erkennung bestimmter Strukturen in einem Bild ist auch mit Hilfe einer Kreuzkorrelationsmessung bzw. einer Optimalfilterung im Sinne WIENERs möglich. Ein zweidimensionales Transversalfilter, wie in 3.5. beschrieben, ermöglicht die Echtzeitanwendung dieses Prinzips.

g) Weitere Möglichkeiten bieten die statistischen Eigenschaften der Grauwertverteilung in der Umgebung eines Bildpunktes. In der digitalen Bildverarbeitung gibt es zahlreiche Verfahren in denen statistische Eigenschaften eine Rolle spielen /4.9./; ein Teil dieser Verfahren erscheint auch für eine Echtzeitanwendung geeignet.

h) Die Darstellung der Ausdehnung der Bereiche mit gleichem Grauwert könnte eine nützliche Anwendung, etwa in der Korngrößenanalyse, sein. Einen Ansatz bietet eine "Run Length" - Bestimmung, die sich für die Zeilenrichtung gut in Echtzeit durchführen läßt.

i) In den zahlreichen Arbeiten über Textureerkennung, Mustererkennung und digitale Bildverarbeitung findet man eine Fülle von Vorschlägen und Verfahren, um aus einem (gegebenen) Bild eine andere zweidimensionale Funktion zu erzeugen. Mit Hilfe des Pseudo-Stereo-Verfahrens läßt sich eine solche Funktion - mit den bereits beschriebenen Einschränkungen - als Höhe interpretieren und darstellen; um die Echtzeiteigenschaften des Verfahrens ausnutzen zu können, wird man Algorithmen bevorzugen, die nur über relativ kleine Umgebungen eines Bildpunktes arbeiten.

4.3. Einige Überlegungen zum Aufbau eines Versuchssystems

4.3.1. Prinzip des Aufbaus

Für das Versuchssystem wurde das in 4.1.2.3. beschriebene Konzept einer variablen Abtastfrequenz verwendet. Um den dafür notwendigen Aufwand in Grenzen zu halten, wurden analoge Schieberegister (CCD) anstelle von digitalen Schieberegistern und A/D-Wandlern als Zeilen-speicher eingesetzt.

Obwohl ein unsymmetrischer Aufbau (Verzeichnung des ursprünglichen Bildes nur für ein Teilbild) möglich wäre, erfolgte der Aufbau symmetrisch. Dies ergab eine Linearisierung der Beziehung zwischen der Steuerspannung $u_s(t)$ für die darzustellende Höhe und der erzielten Verschiebungsdifferenz der beiden Teilbilder und eine Verdoppelung der maximal möglichen Steilheit $\left(\frac{\partial}{\partial x} z_v(x,y) \right)_{\max}$ der dargestellten Höhe. Die Darstellung erfolgte der Einfachheit halber nach dem Anaglyphenverfahren mit Hilfe eines Farbmonitors und Farbfilterbrille; der im Farbmonitor vorhandene dritte Farbkanal konnte zu Kontrollzwecken, wie der Überwachung der Symmetrie, verwendet werden.

Das Verfahren ist aber nicht auf eine Anaglyphendarstellung beschränkt, mit den erzeugten Signalen könnte man ebenso gut einen Stereodisplay mit zwei Monitor- oder Projektionsröhren und dem Polarisationsfilterverfahren ansteuern.

Eine Erweiterung zu einem farbfähigen Stereosystem würde allerdings einigen Zusatzaufwand erfordern (in Form von 2×3 Zeilen Speichern pro Kanal für die drei Farbsignale), da das übliche Verfahren einer Modulation der Chrominanzsignale auf einen Farbhilfsträger wegen der variablen Abtastrate versagen würde.

Das Konzept der variablen Abtastrate erfordert die Verwendung von zwei Zeilen Speichern pro Kanal (am Ausgang eines Schieberegisters erscheinen ja Abtastwerte mit dem gleichen Takt, mit dem auch eingelesen wird,

das Verfahren erfordert aber unterschiedliche Taktfrequenzen), so daß insgesamt 4 Zeilenspeicher benötigt wurden. Ein fünfter, bei dem die Taktumschaltung weggelassen wurde, wurde im Versuchssystem für den Kontrollkanal vorgesehen.

Der Aufbau besteht aus einem Signalteil, der die Abtastung, Zwischenspeicherung und Auslesung des Videosignals in zwei bzw. drei Kanälen umfaßt, und einem Taktteil, in dem entsprechend der darzustellenden Höhe die Abtastfrequenzen und der Auslesetakkt erzeugt werden und das Einschreiben und Auslesen der Zwischenspeicher überwacht wird (Bild 4.8.).

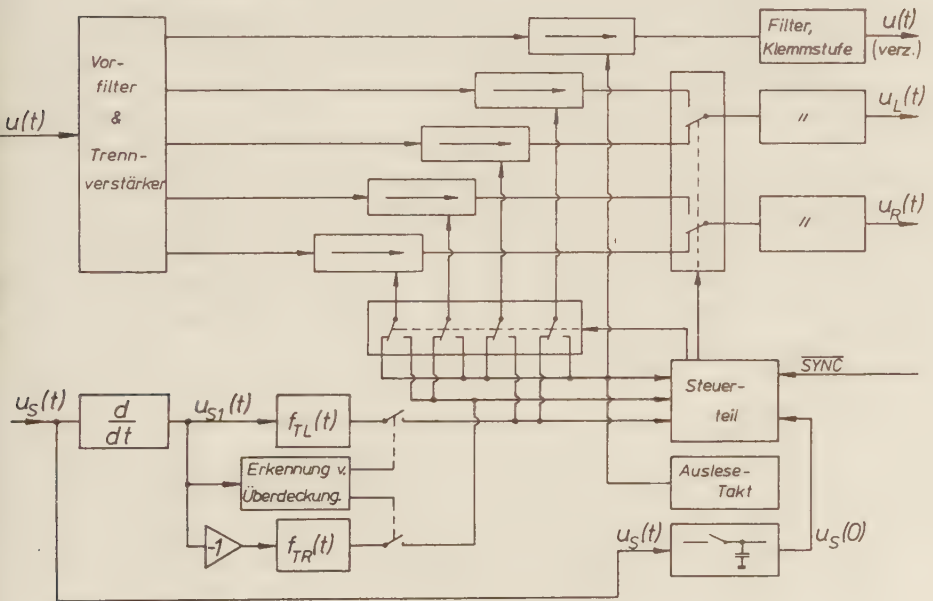


Bild 4.8; Blockschaltbild des Versuchsystems

Der Signalteil enthält außer den Zwischenspeichern noch Filter zur Bandbegrenzung vor der Abtastung und nach dem Auslesevorgang sowie zur Frequenzgang- und Gruppenlaufzeitkorrektur, außerdem Analogumschalter, Trennverstärker, Symmetrieeinsteller, Klemmstufen und Austaststufen. Der Taktteil umfaßt den Differenzierer, ein Tiefpaßfilter und eine Symmetrierstufe für das Steuersignal, zwei spannungsgesteuerte Oszillatoren für die Abtastfrequenzen und einen Oszillator für den festen Auslesetakt, sowie einen Steuerteil für die Umschaltung der Takte und Analogschalter.

Dieser Steuerteil zählt die eingelesenen Abtastwerte der Zeilenspeicher und steuert Beginn und Ende der Einschreib- und Auslesevorgänge. (Da die Speicherlänge fest ist, muß bei jedem Einschreib- und Auslesevorgang die Zahl der Taktperioden mit der Speicherlänge übereinstimmen.)

4.3.2. Erzeugung der Abtastfrequenzen

Der Frequenzbereich für die Abtastfrequenzen ist einerseits eingeschränkt durch den Funktionsbereich der verwendeten Ladungstransferelemente, andererseits durch die höchste zu übertragende Signalfrequenz (d.h., die Abtastfrequenz muß höher sein als die doppelte obere Bandgrenze des Videosignals zuzüglich einem Betrag zur Berücksichtigung von endlich steilen Filterflanken).

Ein weiteres Kriterium ist die Anzahl der für eine Zeile zur Verfügung stehenden Speicherplätze, die die Auslese-Taktfrequenz und damit auch den Mittelwert der Abtasttaktfrequenz bestimmt.

Im vorliegenden Fall ergab sich aus der Zahl der Speicherplätze (910) und der Dauer einer Videozeile ohne Austastlücke (52 μsec) eine mittlere Abtastfrequenz von 17,5 MHz, eine obere Grenze von ca. 28 - 30 MHz (Funktionsgrenze der Speicherbausteine) und eine untere Grenze von ca. 12 MHz, entsprechend einer Periodendauer von ca. 57 nsec $\begin{matrix} + 26 \text{ nsec} \\ - 24 \text{ nsec} \end{matrix}$.

Für diese breitbandige (Bandbreite von $u_s(t)$ ca. 1 MHz) Frequenzmodulation mit großem Hub erschien die Verwendung eines emittergekoppelten Multivibrators besonders günstig (Bild 4.9.). Dieser Multivibrortyp schaltet um, wenn die Spannung an der (einzigen) frequenzbestimmenden Kapazität einen vorgegebenen Wert erreicht hat. Da diese von Stromquellen auf- und entladen wird, die ihrerseits von der Eingangsspannung des Multivibrators gesteuert werden, gilt der in 4.1.2.4 bereits vorweggenommene Zusammenhang zwischen Periodendauer und Eingangsspannung.

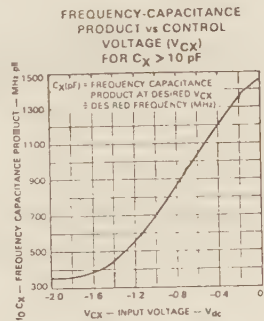
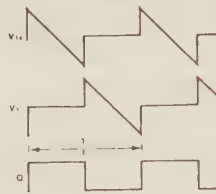
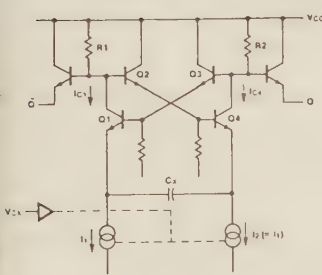


Figure 3

Bild 4.9: Emittergekoppelter Multivibrator, Prinzipschaltung und Kennlinie (aus /4.10./, S.9/24)

Solche emittergekoppelten Multivibratoren sind in integrierter Form erhältlich, z.B. der Typ 11 C 58 der Fa. Fairchild. Dieser Typ weist einen ausreichenden Frequenzhub und eine gute Annäherung der Beziehung zwischen Eingangsspannung und Periodendauer an das gewünschte Verhalten auf.

Ein Problem stellt allerdings die Rausch- und Driftempfindlichkeit dieser Frequenzmodulationsmethode dar. Gegen hochfrequente Störungen (die sich im Bild z.B. als "verzerrte" oder unscharfe Kanten bemerk-

bar machen) hilft nur eine sorgfältige Schaltungsauslegung (Beschränkung der Bandbreite der Ansteuerung, Abblocken der Versorgungsspannungen, Abschirmungen ...). Zur Vermeidung von niederfrequenten Störungen und Drifterscheinungen gibt es zwei Möglichkeiten:

Entweder, man sieht einen periodischen Abgleich der Mittenfrequenz vor (dieser Weg wurde schließlich eingeschlagen), oder aber, wie in Bild 4.10 dargestellt, eine kontinuierliche Regelung mit Hilfe eines modifizierten (digitalen) Phasenregelkreises (PLL).

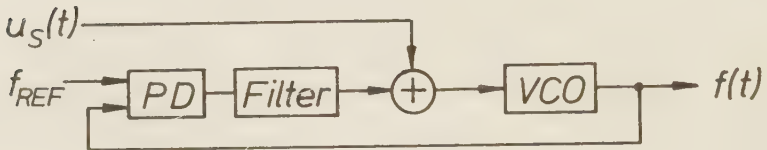


Bild 4.10: Modifizierter Phasenregelkreis zur Erzeugung einer variablen Taktfrequenz

Dieser Phasenregelkreis arbeitet infolge der Addition des Steuersignals $u_S(t)$ zur Regelspannung fast immer im ausgerasteten Zustand (d.h., sofern nicht über einen Zeitraum, der größer als die Einrastzeit ist, das Steuersignal konstant bleibt), führt also einen Einziehvorgang aus.

Dieser ist leider nur in grober Näherung durch einen linearen Ansatz beschreibbar /4.11./. Eine Dimensionierung könnte so erfolgen, daß er in etwa das differenzierende Verhalten der entstehenden Verzeichnung bezüglich des Abtasttaktes ausgleicht, und so ein separater Differenzierer entfallen kann.

Eine ähnliche Konfiguration, unter Verwendung eines linearen PLL, wird zusammen mit Experimenten für $f_0 = 10 \text{ kHz}$ in /4.12./ beschrieben. Die andere Möglichkeit eines periodischen Abgleichs der Mittenfrequenz erwies sich als praktisch günstiger. Dabei wird mit Hilfe eines Analogschalters während der horizontalen oder vertikalen Austastlücke der

Eingang des ECL-Multivibrators vom Steuersignal getrennt und ein Phasenregelkreis geschlossen. Nach dem Einrasten des PLL wird der für die Mittenfrequenz gefundene Regelspannungswert mit Hilfe eines Abtast-Haltegliedes gespeichert und zum Steuersignal addiert (Bild 4.11).

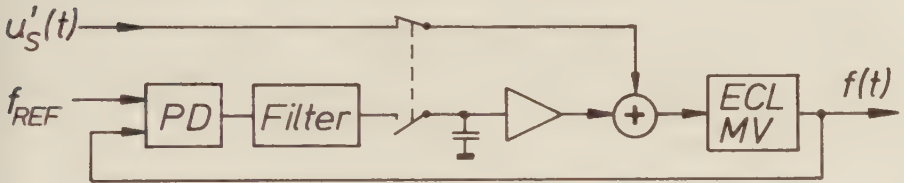


Bild 4.11: Periodischer Abgleich der Mittenfrequenz über einen geschalteten Phasenregelkreis

Es erwies sich in der Praxis als ausreichend, den Abgleich während der Vertikal-Austastlücken (also alle 20 msec) auszuführen; für den Abgleichvorgang stehen rund 2 msec zur Verfügung. Diese Zeit reicht nicht nur gut aus, sondern ermöglicht auch noch den Betrieb des (digitalen) Phasendiskriminators mit einer heruntergeteilten Ausgangsfrequenz und eine günstige Wahl der Filterparameter. Hinweise für die Auslegung der PLL wurden dem Buch /4.11./ entnommen.

4.4. Kurze Beschreibung des aufgebauten Pseudo-Stereo-Versuchssystems

Der im Anhang detaillierter beschriebene Aufbau, ist nicht "in einem Guß" entstanden, sondern stellt das Ergebnis vieler Versuche und eines immer weiter verfeinerten Konzepts dar.

Vor allem der Betrieb der Ladungstransferelemente im "Start/Stop"-Betrieb mit rasch veränderlichen Taktfrequenzen, sowie die Kontrolle und Erzeugung dieser Takte bereitete einige Schwierigkeiten. Der Aufbau ließe sich an vielen Stellen sowohl verbessern als auch vereinfachen, soll also keinesfalls als durchentwickeltes Gerätekonzept verstanden werden.

Wie in 4.3. bereits geschildert wurde, gliedert sich der Aufbau in einen Video- und einen Takteil (vgl. Bild 4.8).

4.4.1. Videoteil

Der Videoteil besteht aus einer Ansteuerschaltung für die insgesamt 5 Zeilenspeicher, den Zeilenspeichern selbst (je zwei für die Erzeugung der beiden Teilbilder des Stereobildpaares, sowie einem für Kontroll- und Meßzwecke), und einer nachfolgenden Umschalteinheit, die insbesondere das Umschalten zwischen den beiden Zeilenspeichern jedes Teilbildkanals besorgt (vgl. Bild 4.8, obere Hälfte). Das Umschalten erfolgt während der horizontalen Tastlücke und nachdem alle 910 Speicherplätze eines Zeilenspeichers in einem Kanal belegt und im anderen ausgelesen sind.

Das Frequenzverhalten der Zeilenspeicher, das vor allem auf die Transferineffizienz der verwendeten CCD zurückzuführen ist /4.16./ hängt stark von der Taktfrequenz ab. Eine vollständige Entzerrung ihrer Übertragungseigenschaften ist daher wegen der variablen Taktfrequenzen kaum möglich. Im Versuchsaufbau wurde eine Entzerrung für das Übertragungsverhalten bei der mittleren Taktfrequenz (= Auslesetakt) vorgesehen.

4.4.2. Taktteil

Der Taktteil umfaßt die Verarbeitungsschritte, die zur Gewinnung der beiden variablen Takte aus dem Stereo-Steuersignal nötig sind. Er ist in der unteren Hälfte von Bild 4.8 und – mit mehr Details – in Bild 4.12 dargestellt.

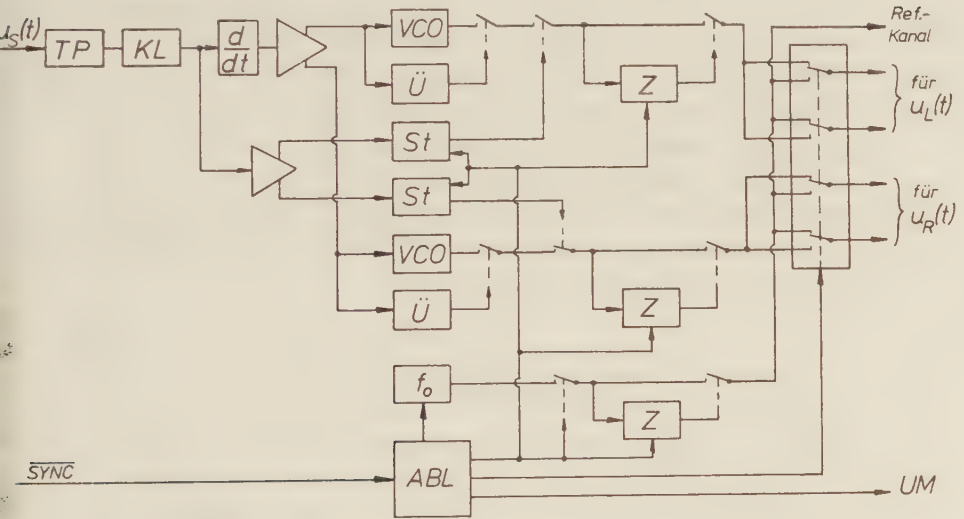


Bild 4.12: Taktteil

- Es bedeutet:
- $u_s(t)$: Stereo-Steuersignal
 - TP: Tiefpaß (1 MHz)
 - KL: Klemmstufe
 - $\frac{d}{dt}$: Differenzierer
 - VCO: spannungsgesteuerter Oszillator
 - Ü: Erkennung von Überdeckungen
 - St: Steuerung des Abtastbeginns
 - ABL: Ableitung der Steuerimpulse für Taktumschaltung, Zählerrücksetzen etc. aus dem Synchronsignal
 - f_o : Oszillator für die Referenz- und Auslesetaktfrequenz
 - Z: Zähler
 - UM: Umschaltung der Zeilenspeicherausgänge (siehe 4.4.1.)

Das Stereo-Steuersignal stellt im Grunde ein zweites, zum verarbeiteten Videosignal synchrones Videosignal dar. Aus dem Stereo-Steuersignal werden nach einer Differentiation die Eingangsspannungen der beiden spannungsgesteuerten Oszillatoren erzeugt. Der Auslese- und Referenz-taktoszillator ist über einen Phasenregelkreis mit dem Synchronsignal verkoppelt. Der Beginn der Abtastung einer Zeile kann entsprechend dem Anfangswert des Stereo-Steuersignals um ca. ± 1 μ sec verschoben werden, um den Verlust des Anfangswertes bei der Differentiation zu eliminieren (vgl. 4.2.2.4.).

Die Anzahl der Schritte in den 3 verschiedenen Takten wird vom Abtastbeginn an mitgezählt; beim Zählerstand von 910 werden die Taktleitungen unterbrochen, der Einschreib- bzw. Auslesevorgang für eine Zeile ist damit abgeschlossen. Vom Synchronsignal gesteuert, werden dann die Zeilenspeicher vom Schreib- in den Lesebetrieb und umgekehrt umgeschaltet und die Taktzähler zurückgesetzt.

4.5. Einige Beispiele für Pseudo-Stereo-Darstellungen

Die folgenden Beispiele sollen lediglich das Funktionieren des Verfahrens und des Versuchssystems unter Beweis stellen; es wurden daher einige rel. einfache Methoden der Stereo-Rohsignal-Gewinnung angewendet. Es werden jeweils ein Stereo-Bildpaar, sowie die Differenz der beiden Teilbilder dargestellt. Eine stereoskopische Betrachtung gelingt entweder mit Hilfe eines Stereobetrachters oder - mit etwas mehr Mühe - mit Hilfe einer dazwischengehaltenen Postkarte o.ä..

Die Teilbilder wurden vom Farbmonitor abfotografiert; da das Bild aufgrund von Fehlern beim Selbstabgleich der Taktfrequenzoszillatoren nicht ganz stillsteht, sondern gelegentlich zuckt (was beim stereoskopischen Betrachten des Bildschirms übrigens kaum auffällt), muß die Belichtungszeit rel. kurz

gewählt werden. Die Qualität der Teilbilder ist daher z.T. etwas mäßig.

4.5.1. Darstellung der Intensität als dritte Ortskoordinate

In diesem Fall ist eine zweidimensionale Tiefpaßfilterung oder Mittelung des ursprünglichen Bildes erforderlich.

Dies wurde mit dem in 3.5. beschriebenen 2D-Filter erreicht. Das verzögerte Eingangssignal des Filters wurde als Videosignal $u(t)$, das Filterausgangssignal als Stereo-Steuersignal $u_s(t)$ auf die Eingänge des Stereo-Versuchssystems gegeben.

Beispiel 1: Filterfunktion: Tiefpaß von 3.6.2.3.

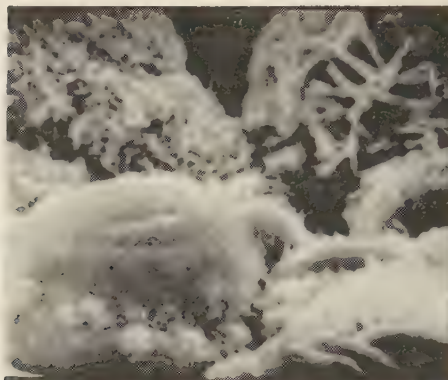
Bild 4.13a zeigt das ursprüngliche Bild, 4.13b die Differenz der beiden Teilbilder des Stereo-Bildpaares und 4.13cd die beiden Teilbilder selbst. Bei der Vorlage handelt es sich um eine REM-Aufnahme von Rost.

Beispiel 2: Mittelung über die Umgebung eines Punktes

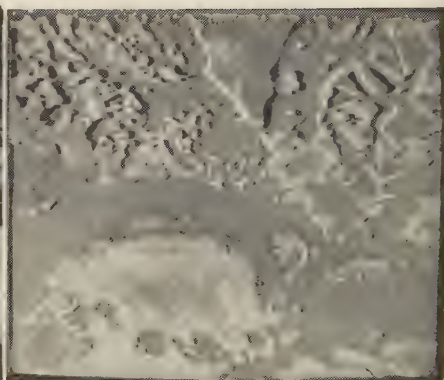
mit Hilfe der in 3.6.1. vorgestellten Gaußschen Bewertung (Bild 3.18f und 3.19). Es wurde mit Absicht ein Original gewählt, bei dem mit diesem Verfahren ein völlig anderer Stereoeindruck entsteht, als der Natur entsprechen würde.

Beispiel 3: Stereo-Rohsignal wie oben, Anwendung auf ein Satellitenbild.

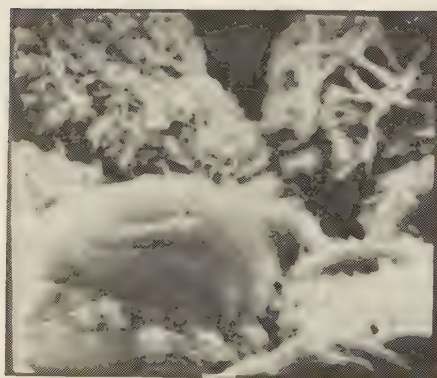
Der Effekt entspricht hier etwa den Erwartungen, da die Berge schneebedeckt sind und damit im Bild hell erscheinen (siehe Bild 4.15).



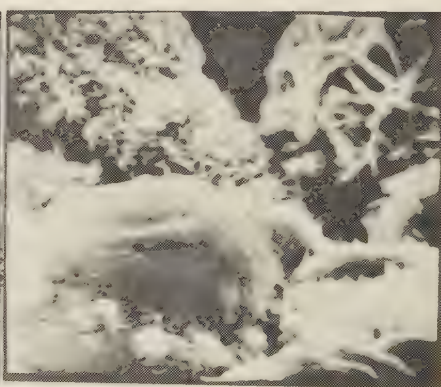
a



b



c

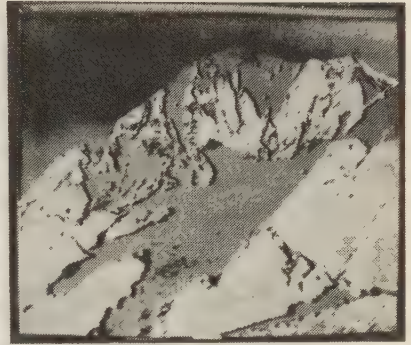


d

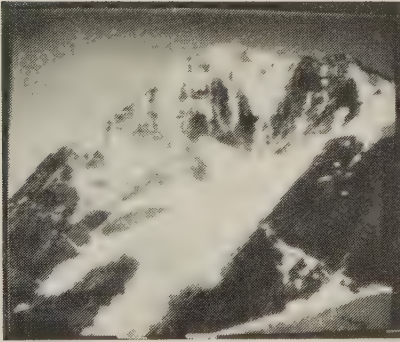
Bild 4.13abcd: Beispiel 1



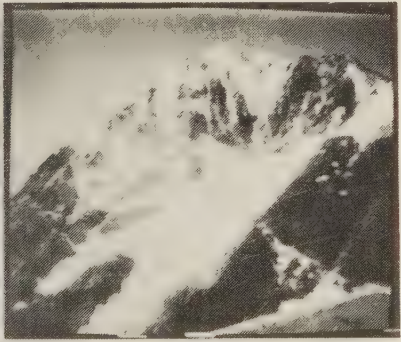
a



b



c

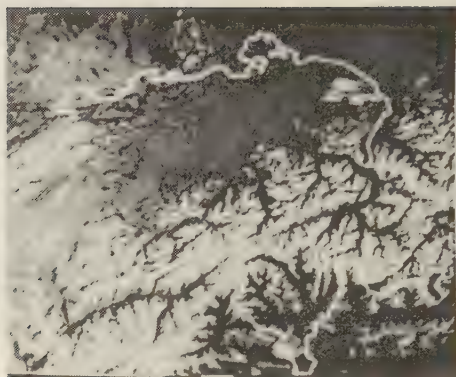


d

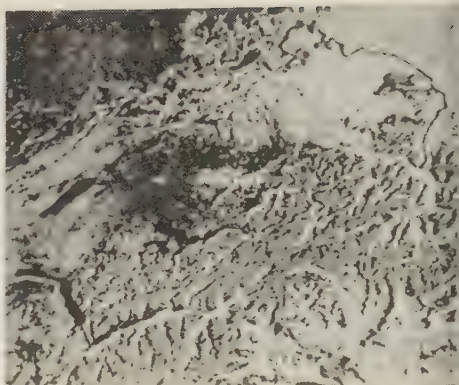
Bild 4.14abcd: Pseudo-Stereo mit einer Gaußschen Mittelung (Beispiel 2)

a,b: Original und Differenz

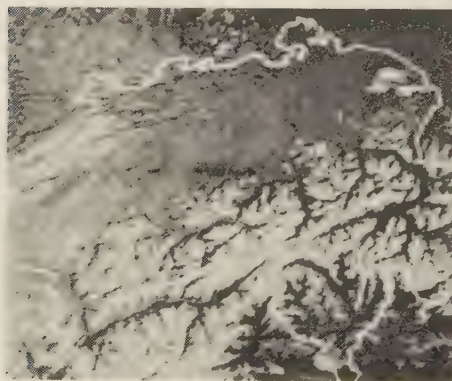
c,d: Stereo-Bildpaar



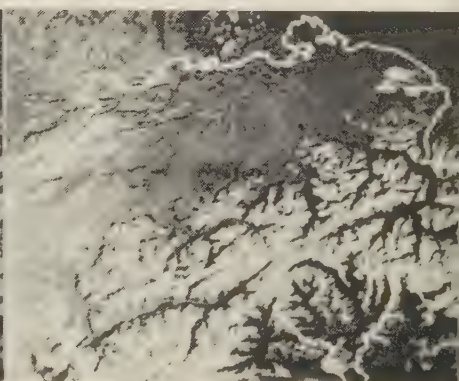
a



b



c



d

Bild 4.15: a: Original

b: Differenz der Teilbilder

c, d: Stereo-Bildpaar

4.5.2. Darstellung des (Zeilen-) Integrals der Intensität als Höhe

Wie in 4.2. (Abschnitt c) beschrieben, ist es bei manchen Bildern sinnvoll, das Zeilenintegral über die Intensität als Stereo-Steuersignal zu verwenden. In diesem Fall kann man das integrierende Verhalten der Verzeichnungseinführung über die Änderung der Abtastfrequenz ausnutzen, den Differenzierer also weglassen.

Beispiel 4: Um verzerrte Kanten, wie sie bei dieser Methode besonders leicht entstehen, zu vermeiden, wurde in vertikaler Richtung mit einem Dreieckfenster über 7 Zeilen gemittelt (mit Hilfe des 2D-Filters). Diese Mittelung zeigt Bild 4.16, ein Beispiel für diese Pseudo-Stereo-Methode zeigt Bild 4.17.

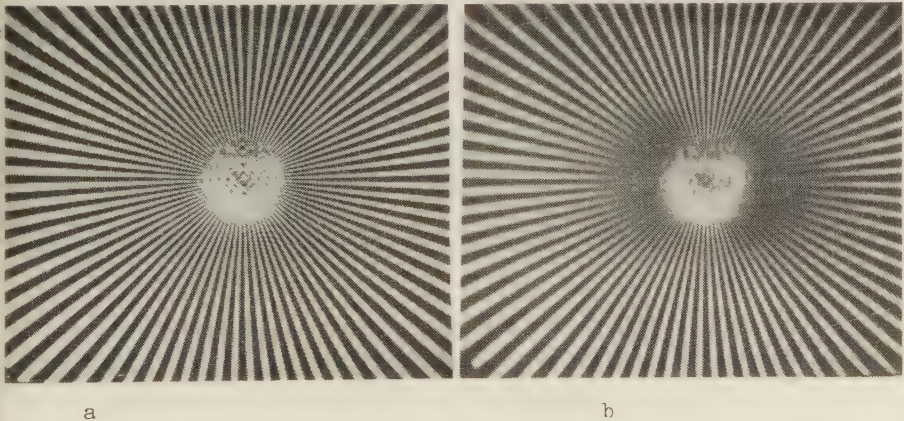
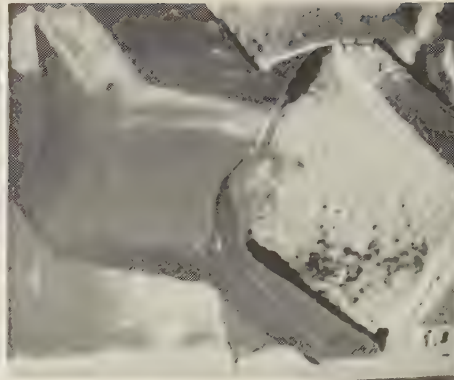


Bild 4.16ab: Wirkung der vertikalen Mittelung
(Original und gemittelttes Bild)



a



b



c



d

Bild 4.17abcd: a: Original

b: Differenz der Teilbilder

c, d: Stereobildpaar

4.5.3. Darstellung des Auftretens bestimmter Ortsfrequenzen als Höhe

Etwas weniger trivial sind die folgenden beiden Beispiele.

Das Ziel war in beiden Fällen, Bereiche eines Bildes entsprechend dem Auftreten bestimmter Ortsfrequenzen in verschiedenen Höhen darzustellen. Dazu wurde das Videosignal zunächst zweidimensional linear gefiltert, um diese Frequenzen herauszuheben, und anschließend diese zunächst "hochfrequente" und damit nicht als Stereo-Steuersignal geeignete Signal mit Hilfe einer nichtlinearen Kennlinie "demoduliert".

Beispiel 5: Als Übertragungsfunktion des zweidimensionalen Filters wurde horizontal ein linearer Anstieg mit der Frequenz bis zu einem Maximalwert und vertikal eine Mittelwertbildung mit einem GAUSS-Fenster gewählt. Bild 4.18 zeigt einen 3D-Plot dieser Übertragungsfunktion. Die Darstellung entspricht den Darstellungen in 3.6.

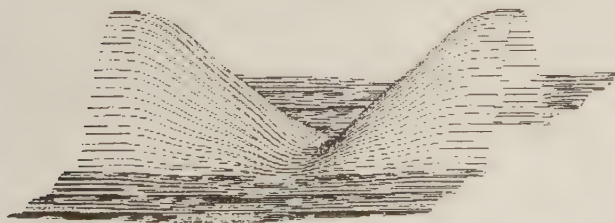


Bild 4.18: 3D-Plot der verwendeten Übertragungsfunktion

Mit Hilfe der in 2.2. beschriebenen, optisch-elektronischen Nichtlinearität wurden die Bereiche detektiert, in denen das Ausgangssignal des Filters eine Mindestamplitude überschreitet (siehe Bild 4.19).

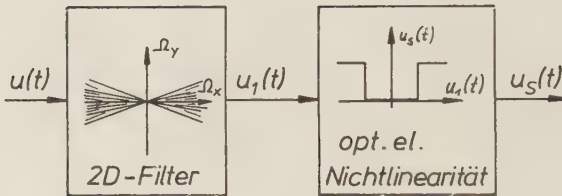


Bild 4.19: Gewinnung des Stereo-Steuersignals

Die Wirkung dieser Verarbeitung auf einen Stern zeigt das Bild 4.20. Es handelt sich a) um das Original, b) um das linear gefilterte Bild und c) um das Bild nach der nichtlinearen Verarbeitung.

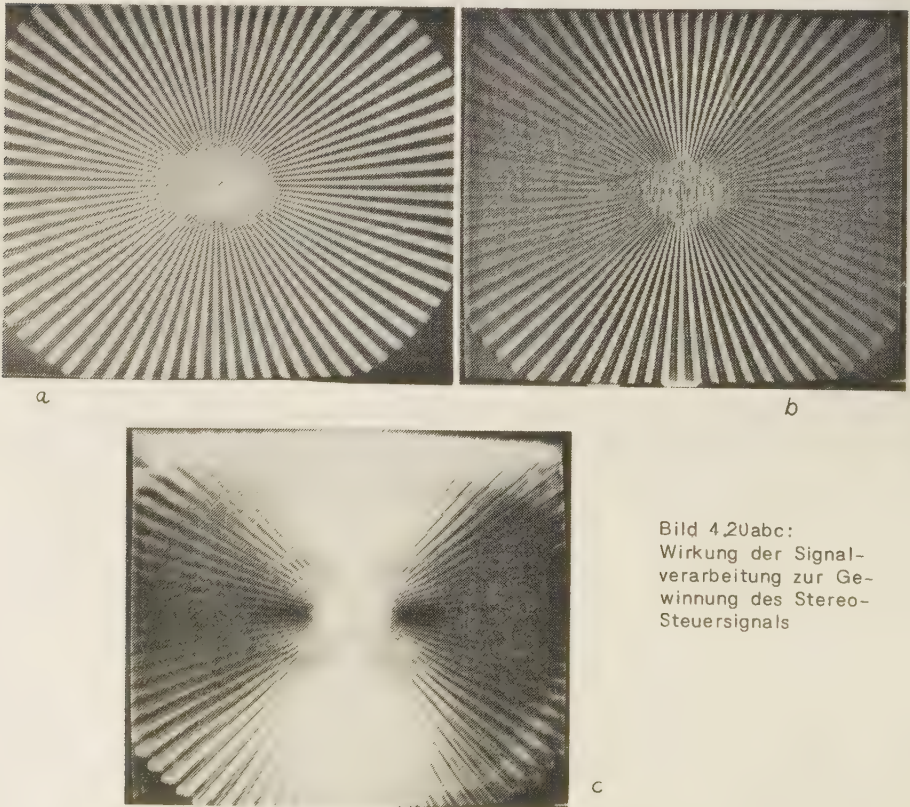
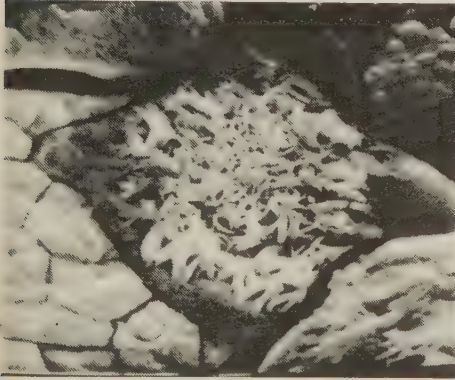


Bild 4.20abc:
Wirkung der Signal-
verarbeitung zur Ge-
winnung des Stereo-
Steuersignals

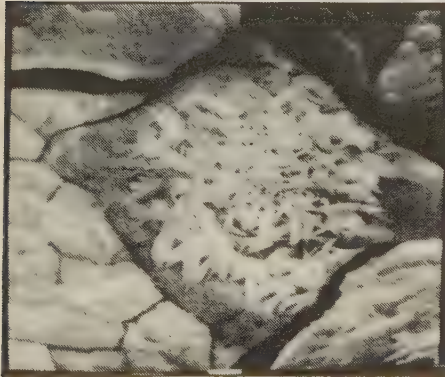
Schließlich ist in Bild 4.21 ein Beispiel für eine Pseudo-Stereo-Darstellung mit diesem Verfahren gegeben (a: Original, es handelt sich wieder um eine REM-Aufnahme von Rost, b: Differenz der Teilbilder, cd: Stereo-Bildpaar).



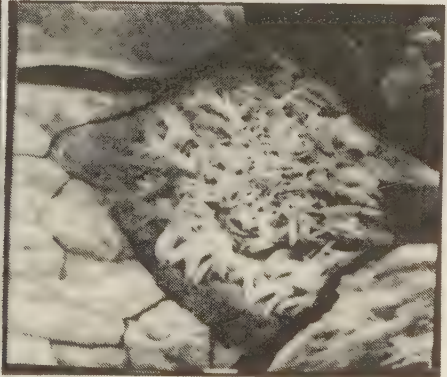
a



b



c



d

Bild 4.21abcd: Beispiel 5

Beispiel 6: Für ein weiteres Beispiel wurde der in 3.6.3.2. bereits vorgestellte Bandpaß als Übertragungsfunktion des 2D-Filters verwendet. Für die Nichtlinearität wurde eine Grauton-Transparenz verwendet, um die in Bild 4.22 skizzierte Kennlinie zu erhalten. Die Wirkung dieser Anordnung auf eine Sternvorlage zeigt Bild 4.23 (a: Original, b: gefiltertes Bild, c: Ergebnis). Die Richtungsabhängigkeit dürfte auf eine ungleichmäßige Beleuchtung des Originals zurückzuführen sein.

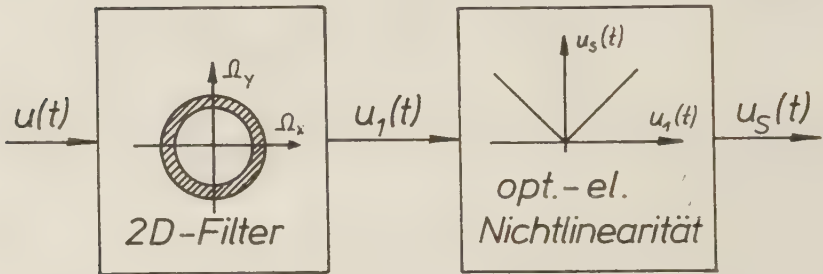
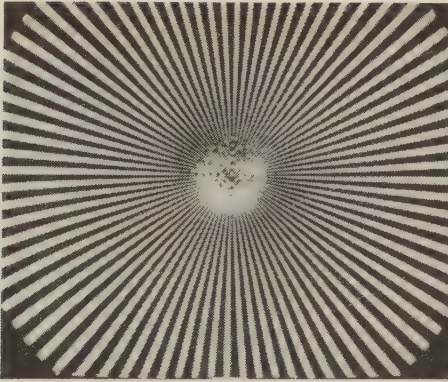
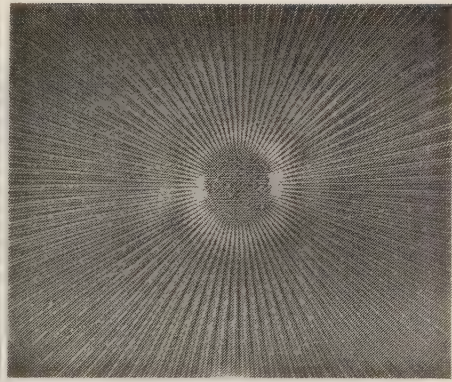


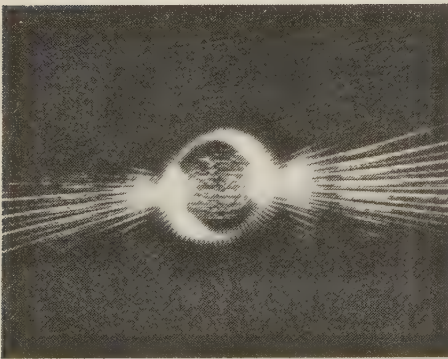
Bild 4.22: Gewinnung des Stereo-Steuersignals



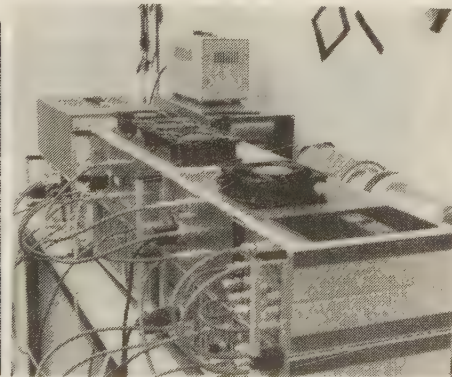
a



b



c

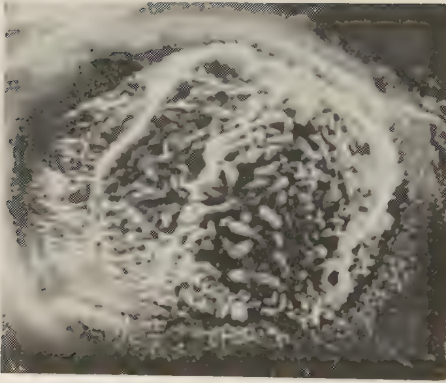


d

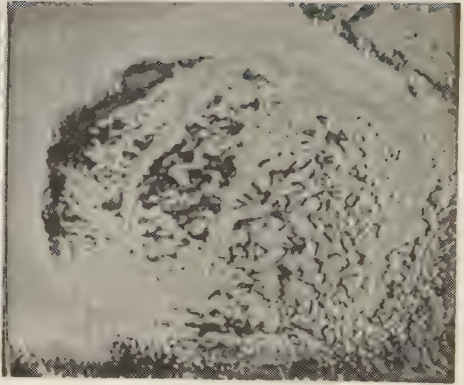
Bild 4.23abcd: Wirkung dieser Anordnung (a-c) und Versuchsaufbau (d)

Der Versuchsaufbau enthält das Stereo-Versuchssystem (vorne), das 2D-Filter (links daneben), sowie die opt.el. Nichtlinearität, von der das Sichtgerät und die Detektoreinheit rechts im Bild zu sehen sind.

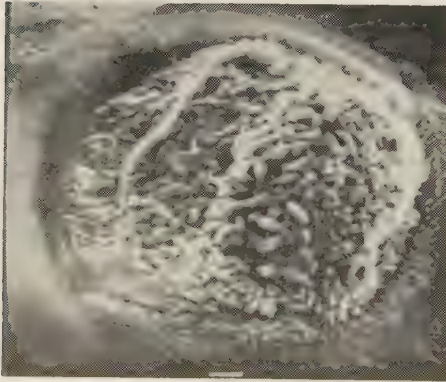
Ein Beispiel für eine damit vorgenommene Pseudo-Stereo-Darstellung zeigt Bild 4.24: bei der Vorlage handelt es sich wieder um eine REM-Aufnahme.



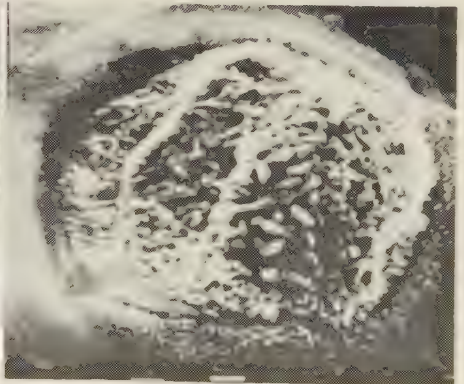
a



b



c



d

Bild 4.24abcd: a: Original
 b: Differenz der Teilbilder
 c,d: Stereo-Bildpaar

4.6. Zusammenfassung

Es konnte gezeigt werden, daß eine Echtzeit Pseudo-Stereo Darstellung nach dem Konzept von A.A.SAWCHUK mit den Mitteln der Videotechnik technisch möglich ist und gute Stereoeindrücke liefern kann.

Zum gestellten Ziel der Bereitstellung einer zusätzlichen Dimension für die Informationsdarbietung fehlen allerdings noch Untersuchungen, wie mit verschiedenen Algorithmen erzeugte Stereobildpaare auf den Betrachter wirken (bzw. ob sie überhaupt stereoskopisch gesehen werden) und ob und wie sich der stereoskopische Eindruck eines Bildes individuell unterscheidet. Ebenso wäre zu untersuchen, welche Algorithmen sich für verschiedene Klassen von Bildern eignen, und ob nicht event. die entstehenden Stereoeindrücke so im Widerspruch zur Erwartung oder Erfahrung des Betrachters stehen, daß sein Gesichtssinn die dargestellte Höhenverteilung nicht mehr akzeptiert. Allerdings berechtigt hier das Beispiel 2 (vgl. 4.5.1.) zu einem gewissen Optimismus. Es wäre notwendig, das Verfahren in potentiellen Anwendungsfällen auf Brauchbarkeit und Akzeptanz zu untersuchen und geeignete Verfahren zur Gewinnung des Stereo-Steuersignals zu finden.

Es wäre weiterhin zu prüfen, ob es nicht bessere Verarbeitungsmethoden als die verwendete (Variation des Abtasttaktes bei ladungsgekoppelten Elementen) gibt, bzw. welche Verbesserungen, Erweiterungen und Vereinfachungen der verwendeten Methode sinnvoll sind.

5. Ausblick

Die vorgestellten Verfahren zur Echtzeit-Verarbeitung von Videosignalen – und damit von Bildern – wurden als Möglichkeiten zur Informationsaufbereitung und –Darstellung konzipiert. Die Verfahren sind flexibel genug, so daß sie mit wenig Aufwand an die jeweilige Bildverarbeitungsaufgabe angepaßt werden können, obwohl die entsprechenden Geräte weitgehend in analoger Schaltungstechnik aufgebaut sind.

Aufgrund der hohen Bandbreite von Videosignalen, was erst recht bei hochauflösenden Videosystemen zutrifft, werden bei der Verarbeitung solcher Signale zumindest auf einige Zeit noch analoge Verfahren wie die hier beschriebenen aufwands- und kostenmäßig günstiger sein.

Daneben könnten die beschriebenen Verfahren auch im Bereich der reinen Übertragung von Bildinformation, sei es im Unterhaltungsfernsehen oder in kommerziellen TV-Anlagen, Anwendung finden, insbesondere zur Filterung bzw. Interpolation bei der Realisierung hochzeitlicher Fernsehsysteme oder zur Übertragung stereoskopischer Bilder.

6. Liste der Abkürzungen und Formelzeichen

6.1. Abkürzungen

BAS (-Signal)	:	<u>B</u> ild- <u>A</u> ustast- <u>S</u> ynchron-Signal
ROM	:	Festw <u>e</u> rk <u>s</u> peicher (<u>R</u> ead- <u>O</u> nly- <u>M</u> emory)
opt.	:	optisch
CCD	:	Ladungstransfer <u>e</u> lement (<u>C</u> harge <u>C</u> oupled <u>D</u> evice)
BBD	:	Eimerkettenschaltung (<u>B</u> ucket <u>B</u> rigade <u>D</u> evice)
A/D (-Wandler)	:	Analog-Digital-Wandler
D/A (-Wandler)	:	Digital-Analog-Wandler
REM	:	Raster-Elektronen-Mikroskop
DFT, IDFT	:	Digitale Fourier-Transformation und inverse DFT
FFT, IFFT	:	Schnelle Fourier-Transformation und inverse FFT (= Algorithmus zur Durchführung der DFT bzw. IDFT)
VCO	:	Spannungsgesteuerter Oszillator
PD	:	Phasendiskriminator
ECL	:	Emittergekoppelte Logik
PLL	:	Phasenregelkreis (Phase locked loop)
RLC (-Filter)	:	Aus Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten aufgebautes Filter

6.2. Formelzeichen

(In der ungefähren Reihenfolge ihrer erstmaligen Verwendung)

I, I_0, I_M	:	Intensität
$I(x,y), I(x,y,t)$	:	Intensitätsverteilung, Bild
$x_A, y_A, x, y, \dots$	:	Ortskoordinaten in einer Ebene
t	:	Zeit (als Variable)
t_0	:	Zeitpunkt
$u(t)$	:	zeitlich veränderliche Spannung, z.B.:

$u_{DET}(t)$	:	Detektorausgangsspannung	
$T(x,y), T(y)$	:	optische Transparenz	
$K, K_1, K_2, K_0, \dots$	:	reelle, dimensionsbehaftete Konstanten	
$B(x,y), B(r), \dots$	:	Bewertungsfunktion	
$x_{max}, y_{max}, \dots$	:	größter (zulässiger) Wert von $x, y, \dots$	
r, φ	:	Polarkoordinaten in einer Ebene	
$r, r_0, r_p, r_L, \dots$	:	Radius, Abstand	
$\alpha, \alpha_0, \varepsilon$	:	Winkel	
a_0	:	Spaltbreite (in 2.1.2.)	
G	:	Grauauflösung	
$d_L, d_0, d_{LL}, d_{eff}$	:	Längen, Abstände	
$D, D_1, D_F \dots$	:	Diagonalen, Durchmesser (z.B. von Linsen)	
n_0	:	Brechungsindex des Frontscheibenglases	
A_n	:	numerische Apertur	
A	:	Fläche	
$L(x,y), L(r), L_0$	:	Leuchtdichte	
Φ_e	:	optische Strahlungsleistung	
Ω_α	:	Raumwinkel	
$\tilde{F}(w) = \mathcal{H}\{f(r)\}$	:	HANKEL-Transformierte der Funktion $f(r)$	
F, F'	:	Brennpunkte	} einer optischen Abbildung mit Linsen (in 2.1.2.4., 2.1.2.5.)
$H, H',$	:	Hauptebenen	
f	:	Brennweite	
g	:	Gegenstandsweite	
b	:	Bildweite	
m	:	Abbildungsmaßstab	
$\eta_{opt.}$	:	optischer Wirkungsgrad	
τ, τ_p, τ_0	:	Zeitkonstante, Periodendauer, Laufzeit	
f	:	Frequenz (als Variable)	
$f_g, f_T, f_M \dots$	:	Grenzfrequenz, Taktfrequenz, Mittenfrequenz	
$\omega = 2\pi f$	:	Kreisfrequenz	
$J_0(\dots), J_1(\dots)$	:	BESSEL-Funktionen erster Art, nullter und erster Ordnung	
$f(\dots)$	:	Funktion von $\dots$	
$F(\omega) = \mathcal{F}\{f(t)\}$	:	FOURIER-Transformierte von $f(t)$	
j	:	imaginäre Einheit $j = \sqrt{-1}$	
$\Delta x, \Delta y$	:	Verschiebung, Wegdifferenz, geometrischer Abstand der Abtastpunkte	

$\text{Max} \{ y(t) \}$	: Maximalwert der Funktion $y(t)$
$\text{Min} \{ y(t) \}$	: Minimalwert der Funktion $y(t)$
$\Omega, \Omega_x, \Omega_y$	: normierte Kreisfrequenz (zeitlich o. örtlich)
f_x, f_y	: Ortsfrequenzen
a_{HP}	: Hochpaßdämpfung
τ_{HP}	: Hochpaß-Gruppenlaufzeit
N, M, n, m, q	: natürliche Zahl
$h(t)$	: Impulsantwort
$H(j\omega), H(f),$	
$H(\Omega), H(z)$	: Übertragungsfunktion
$a(\dots), b(\dots), c(\dots)$	: reelle Größe, Koeffizient
y, k, k', l, l', u, x	: Laufvariable (ganze Zahl)
$\delta(t)$	: DIRAC-Impuls
α_A	: reeller Faktor (Konstante der Aperturzeit)
ϵ_i	: Transferineffizienz (bei CCD und BBD)
T_z	: Zeilenperiode
$U(z) = Z \{ u(k) \}$	: Z-Transformierte von $u(k)$ (in 3.3.)
z	: Variable der Z-Transformation (in 3.3.)
$L \{ \dots \}$	: LAPLACE-Transformierte von ... (in 3.3.)
s	: Variable der LAPLACE-Transformation (in 3.3.)
ψ	: Winkel in der z-Ebene (in 3.3.)
P_E, P_A	: Leistungen (in 3.3.)
$p(\dots)$	: Wahrscheinlichkeit
$E \{ \dots \}$	: Erwartungswert von ... (in 3.3.)
Q_e	: Quantisierungsstufe
$\sigma, \sigma_H, \sigma_v, \sigma_{Re}, \sigma_{Im}$	: Streuung (einer GAUSS'schen Glockenkurve)
$\text{Re} \{ \dots \}$	: Realteil (einer komplexen Zahl oder Funktion)
$\text{Im} \{ \dots \}$	: Imaginärteil (" ")
$\mathbb{N}$	: Menge der natürlichen Zahlen
$\arg \{ \dots \}$	: Phasenwinkel einer komplexen Zahl oder Funktion
β_g	: Geometrieverhältnis (reeller Faktor)
α_K	: Parameter des KAISER-Fensters
$J_0(\dots)$	: modifizierte BESSEL-Funktion nullter Ordnung

$W(\omega) = F\{w(\nu\tau)\}$	:	FOURIER-Transformierte einer Fensterfunktion $w(\nu\tau)$
$H^*(\Omega)$	:	konjugiert komplexe Funktion zu $H(\Omega)$
*	:	Symbol für eindimensionale Faltung
**	:	Symbol für zweidimensionale Faltung
$I(f_x, f_y)$	:	zweidimensionale FOURIER-Transformierte einer Intensitätsverteilung
τ_E	:	Einschwing-Zeitkonstante eines D/A-Wandlers
B_ν	:	(komplexe) Interpolationskoeffizienten (in 3.4.2.)
$\underline{w}, \underline{w}', (\underline{w})^{-1}, (\underline{w}')^{-1}$	:	Matrizen und inverse dazu
d_a	:	Augenabstand
d_s	:	Betrachtungsabstand
$z_v, z_y, (x, y)$	:	scheinbare Höhe bzw. Tiefe
$\text{Int}\{\dots\}$	:	nächst kleinere ganze Zahl zu einer reellen Zahl
$r(t)$	:	Funktion mit nur zwei Funktionswerten
$\frac{\partial}{\partial x}$	:	partielle Ableitung nach x

7. Literatur

- /2.1./ A.W.Lohmann: "Suggestions for hybrid image processing", Optics Communications 22 (8/1977), S. 165 - 168
- /2.2./ W.Swindell: "A Noncoherent Optical Analog Image Processor", Applied Optics 9 (11/1970), S. 2459 - 2469
- /2.3./ S.H.Lee (ed.): "Optical Information Processing Fundamentals", Springer-Verlag, Heidelberg 1980, Kap. 7
- /2.4./ J.Jahns, J. Götz: "An Opto-electronical nonlinear Component", Optics Communications 40 (2/1982), S. 325 - 328
- /2.5./ Valvo-Handbücher: "Oszillografenröhren 1976/77", Hamburg 1976 und "Monitorröhren, Lichtpunkttaströhren, Bildverstärkerröhren, Kameraröhren 1976", Hamburg 1976
- /2.6./ A.Papoulis: "Systems and Transforms with Applications in Optics" McGraw-Hill, New York u. a. 1968
- /2.7./ Valvo-Handbuch: "Fotovervielfacher 1978/79", Hamburg 1978
- /2.8./ G.Schröder: "Technische Optik", Vogel-Verlag, Würzburg 1974
- /2.9./ Ch.Thum: "Approximation of Histograms of Images from Moments", Annual Report 1981 des Lehrstuhls für Angewandte Optik des Physikalischen Instituts der Universität Erlangen, Erlangen 1982
- /3.1./ J.H.Schmalfuss: "Rückgewinnung von Bildinformation in Echtzeit bei einer durch bewegte streuende Medien gestörten optischen Abbildung", Dissertation an der Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen 1979
- /3.2./ K.H.Feistel, R.Unbehauen: "Tiefpässe mit Tschebyscheff-Charakter der Betriebsdämpfung im Sperrbereich und maximal geebener Laufzeit", Frequenz 19 (1965), S. 265 - 282

- /3.3./ H.J.Schmidt: "Ein neues Entzerrerprinzip für Koaxialkabelsysteme", TEKADE Technische Mitteilungen 1977, Nürnberg 1977
- /3.4./ J.H.Schmalfuss, H.J.Götz: Patentanmeldung Nr. P 31 37 989,3 vom 24.9.1981 beim Deutschen Patentamt
- /3.5./ W.Entenmann: "CCD-Filter", Reihe: Einführung in die Nachrichtentechnik, R. Oldenbourg Verlag, München, Wien 1980
- /3.6./ W. von Papp: "Ein optisch-elektronisches Verfahren zur Schärfentiefeerweiterung bei der mikroskopischen Abbildung", Diplomarbeit am Physikalischen Institut der Universität Erlangen-Nürnberg, 1978
- /3.7./ H.W.Schübler: "Digitale Systeme zur Signalverarbeitung", Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1973
- /3.8./ S.A.Azizi: "Entwurf und Realisierung digitaler Filter", Reihe: Einführung in die Nachrichtentechnik, R. Oldenbourg Verlag, München, Wien 1981
- /3.9./ M.Hengst: "Einführung in die mathematische Statistik und ihre Anwendung", BI-Hochschultaschenbücher Bd. 42, Mannheim 1967
- /3.10./ J.G.Fiasconaro: "Two-Dimensional Nonrecursive Filters" in: T.S.Huang (ed.): "Picture Processing and Digital Filtering", Reihe: Topics in Applied Physics, Vol. 6, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1975
- /3.11./ R.M.Mersereau: "Two-Dimensional Nonrecursive Filter Design" in: T.S.Huang (ed.): "Two-Dimensional Digital Signal Processing I", Reihe: Topics in Applied Physics Vol. 42, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1981
- /3.12./ F.J.Harris: "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform", Proceedings of the IEEE 66 (1/1978), S. 51 - 83
- /3.13./ N.C.Gecklini, D.Yavuz: "Some Novel Windows and a Concise Tutorial Comparison of Window Families", IEEE Transactions on Audio, Speech and Signal Processing 26 (1978), S. 501 - 507

- /3.14./ E.Borchi, M.Poli: "The Two-Dimensional Minimum-Bias Window Function", Signal Processing 4 (1982) S. 65 - 71
- /3.15./ W.Schüßler: "On Structures for Nonrecursive Digital Filters", Archiv für Elektrotechnik und Übertragungstechnik, 26 (1972, S. 255 - 258
- /3.16./ R.W.Gerchberg: "Super-resolution through error energy reduction", Optica Acta 21 (9/1974), S. 709 - 720)
- /3.17./ R.Hauck, J.Götz: "Optimierung von Übertragungsfunktionen für Video Bildverarbeitungssysteme", Vortrag auf der 83. Tagung der Dt. Gesellschaft für angewandte Optik, Luzern 1982 (gehalten von R.Hauck)
- /3.18./ J.W.Goodman: "Introduction to Fourier Optics", (S. 13 ff) McGraw-Hill Book Co., San Francisco u. a. 1968
- /3.19./ G.Häusler: "Erweiterung der Schärfentiefe bei der optischen Abbildung durch zweistufige Bildverarbeitung", Dissertation am FB Physik der TU Berlin, Berlin 1974
- /3.20./ G.Häusler: "A Method to Increase the Depth of Focus by Two Step Image Processing", Optics Communications 6 (1972), S. 38 - 42
- /3.21./ H.Schröder, H.Elsler: "Zweidimensionale Bandbegrenzung von Bildsignalen für ein Hifi-Fernsehen", Kurzfassung eines Vortrags auf dem 4. Aachener Kolloquium, "Theorie und Anwendung der Signalverarbeitung", Tagungsband, Aachen 1981

- /3.22./ G.J.Tonge: "The Sampling of Television Images", Report 112/81 der Independent Broadcasting Authority, Winchester (GB) 1981
- /3.23./ G.Doetsch: "Anleitung zum praktischen Gebrauch der Laplace-Transformation und der Z-Transformation", R.Oldenbourg Verlag, München, Wien, 3. Auflage 1967
- /3.24./ R.Zurmühl: "Praktische Mathematik", Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1966
- /3.25./ J.F.Kaiser: "Digital Filters", Kap. 7, in: F.F.Kuo, J.F.Kaiser: "System Analysis by Digital Computers", J.Wiley & Sons, New York 1966
- /3.27./ U.Heute: "Über Realisierungsprobleme bei nichtrekursiven Digitalfiltern", Ausgewählte Arbeiten über Nachrichtensysteme Nr. 20, Herausgegeben von H.W.Schüßler, Erlangen 1975
- /4.1./ N.Mokhoff: "The continuing quest for 3-D television", IEEE Spectrum, Februar 1981, S. 48 - 51
- /4.2./ J.F.Butterfield: "Very high Resolution Stereoscopic Television", Firmenschrift der 3-D Television Systems Inc., North Hollywood
- /4.3./ K.Balasubramonian u. a.: "Compatible volumetric 3-D TV systems: a proposal", Applied Optics 20 (Nov. 1981), S. 3906 - 3911
- /4.4./ B.Julesz: "Foundations of Cyclopean Perception", The University of Chicago Press, Chicago 1971
- /4.5./ A.A.Sawchuk: "Artificial Stereo", Applied Optics, Vol. 17 (1978), S. 3869 - 3872
- /4.6./ G.Schröder: "Technische Optik", S. 132, Vogel-Verlag, Würzburg 1974
- /4.7./ E.C.Cherry, G.G.Gouriet: "Some Possibilities for the Compression of Television Signals by Recording", in: "Communication Theory" von W.Jackson (Herausgeber), Butterworth Scientific Publications, London 1953

- /4.8./ W.Meyer-Eppler: "Grundlagen und Anwendungen der Informationstheorie", S. 129 - 131, Springer-Verlag, Berlin u. a. 1959
- /4.9./ R.M.Haralick: "Statistical and Structural Approaches to Texture", Proceedings of the IEEE, Vol. 67 (5/1979), S. 786 - 804
- /4.10./ Fairchild ECL Data Book, Mountain View (California) 1977
- /4.11./ R.Best: "Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops", Fachschriftenverlag Aargauer Tagblatt AG, Aarau (Schweiz) 1976
- /4.12./ T.Takagi, J.Ohguchi: "A New Modulator Using Phase Unstable PLL (PU-PLL)", Proceedings of the IEEE, Vol. 69 (12/1981), S. 1585 - 1586
- /4.13./ G.Pfitzenmaier: "Tabellenbuch Tiefpässe", Siemens AG, Berlin, München 1971
- /4.14./ Siehe /3.2./
- /4.15./ K.Küpfmüller: "Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung", S.Hirzel Verlag, Stuttgart, 4. Auflage 1974
- /4.16./ Siehe /3.5./

8. Anhang

8.1. Allgemeines zu den beschriebenen Geräten

Die vorgestellten Methoden zur Echtzeit-Bildverarbeitung wurden im Rahmen einer Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Angewandte Optik der Universität entwickelt. Dabei waren einige Randbedingungen zu beachten, deren Wegfall eventuell andere Lösungen ermöglicht hätte.

So wurden für die Ein- und Ausgabe handelsübliche, unmodifizierte Kameras ~~und~~ Monitore verwendet, als Eingangssignal für die ausgeführten Systeme dienten normgerechte BAS-Signale, ebenso sollten diese ein normgerechtes BAS-Signal zum Monitor liefern.

Es wurden dabei zwei Komponenten eines modularen Bildverarbeitungssystems mitverwendet, das am Anfang der Tätigkeit am Lehrstuhl konzipiert wurde und die eine Auftrennung des BAS-Signals in seine Komponenten bzw. Aufbereitung eines BAS-Signals aus dem verarbeiteten Bildsignal und dem Synchronsignal ermöglichen.

Die Abtrennung soll einerseits das für Steueraufgaben innerhalb eines Bildverarbeitungssystems und zur Mischung eines neuen BAS-Signals benötigte Synchronsignal liefern, andererseits die Synchronanteile aus dem Videosignal entfernen, wo sie während der eigentlichen Bildverarbeitungen Störungen verursachen könnten.

Der Mischerbaustein enthält neben der eigentlichen Mischstufe eine Pegel- und Schwarzwerteinstellung, sowie eine Klemmstufe zur Unterdrückung niederfrequenter Störungen. Für alle vorgestellten Verfahren gilt das in Bild 8.1 dargestellte Blockschaltbild.

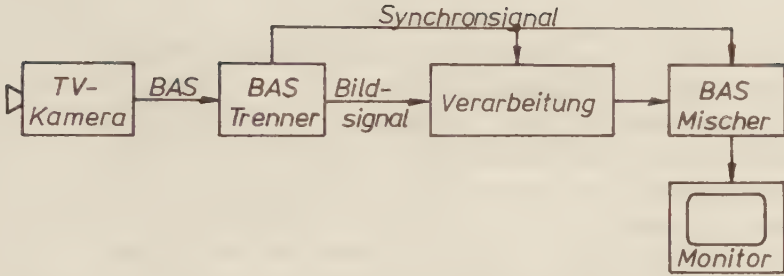


Bild 8.1: Schema der betrachteten Video-Echtzeit Bildverarbeitungsmethoden

8.1.1. BAS-Trenner (A1)

Als Eingangssignal dient ein 625-Zeilen-Norm BAS-Signal mit einem Spitze-Spitze-Wert von 1 V an 75 Ohm. Ein positiver Gleichanteil darf überlagert sein. Das Signal wird einer Synchron-Abtrennstufe, sowie – über einen Pegeleinsteller – einem Verstärker zugeführt. Die Synchron-abtrennung besteht aus einem Differenzverstärker, Transistorklemmung und Komparatorstufe und liefert ein TTL-kompatibles Synchronsignal an den mit digitalen Komponenten aufgebauten Steuerungsteil.

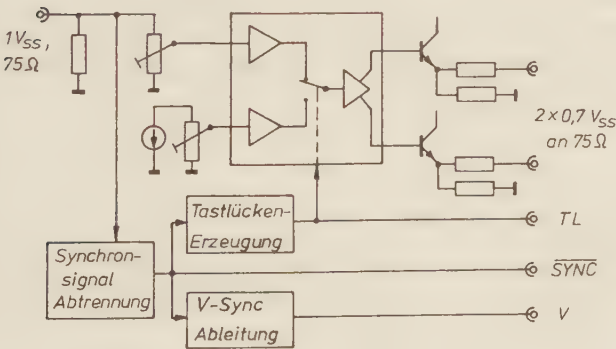


Bild 8.2: Prinzipschaltung des BAS-Trenners

Durch Zählung der mit doppelter Zeilenfrequenz auftretenden Vor-
trabanten wird das V-Synchronsignal detektiert.

Der Austastlücken-Regenerator erzeugt mit Hilfe zweier Monoflops,
die von der Vorderflanke des Synchronimpulses getriggert werden, ein
Austastsignal mit einer geringfügig größeren "Breite" als es der Norm
entsprechen würde.

Mit Hilfe dieses Signals wird im Videoverstärker zwischen Eingangs-
BAS-Signal und einem einstellbaren Spannungswert umgeschaltet. Das
auf diese Weise vom Synchronanteil befreite Videosignal wird über einen
Differenzverstärker und Ausgangsstufen in invertierter und nicht inver-
tierter Form mit einem Pegel von ca. $0,7 V_{SS}$ an 75 Ohm und einem
Gleichanteil von ca. +1 V für die nachfolgende Verarbeitung bereitge-
stellt.

8.1.2. BAS-Mischer (A2)

Über einen Pegeleinsteller wird das verarbeitete Videosignal zunächst
einem Eingangsverstärker zugeführt, der es auf einen Wert von ca. $2 V_{SS}$
bringt. Mit Hilfe eines Schalt-Feldeffekttransistors wird es dann auf eine
einstellbare Gleichspannung geklemmt. Als Klemmsignal können hier die
Synchronimpulse dienen, da ja das Videosignal für die gesamte Austast-
lücke auf einen konstanten Wert gebracht wurde.

In einer nachfolgenden Stufe wird mit Hilfe des Tastlückensignals zwischen
Video- und Synchronsignal umgeschaltet und anschließend das so erhaltene
BAS-Signal auf einen Wert von $1 V_{SS}$ an 75 Ohm verstärkt. Bild 8.3 zeigt
ein Prinzipschaltbild für diesen Baustein.

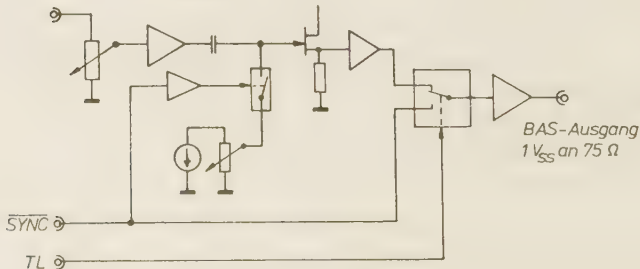
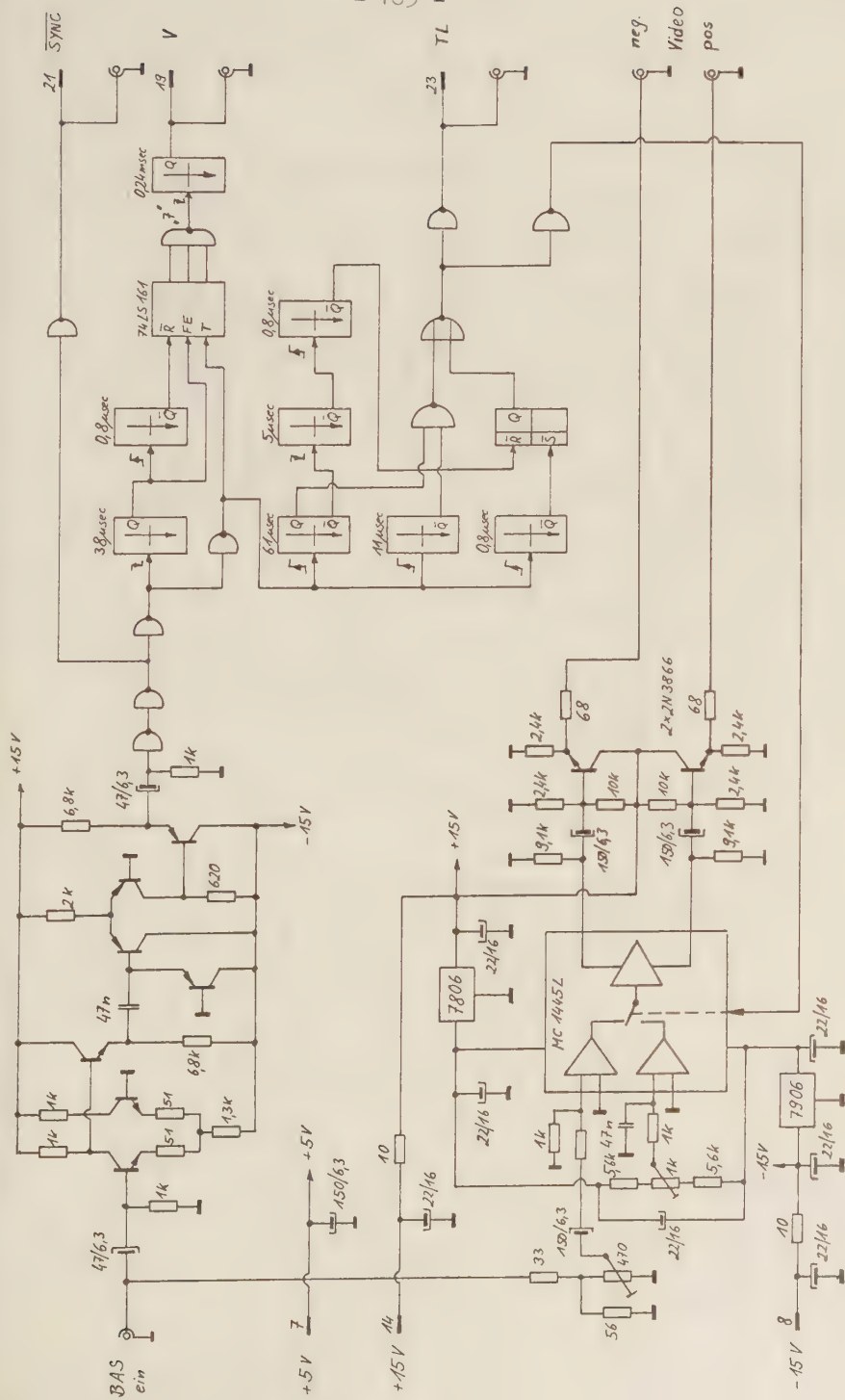
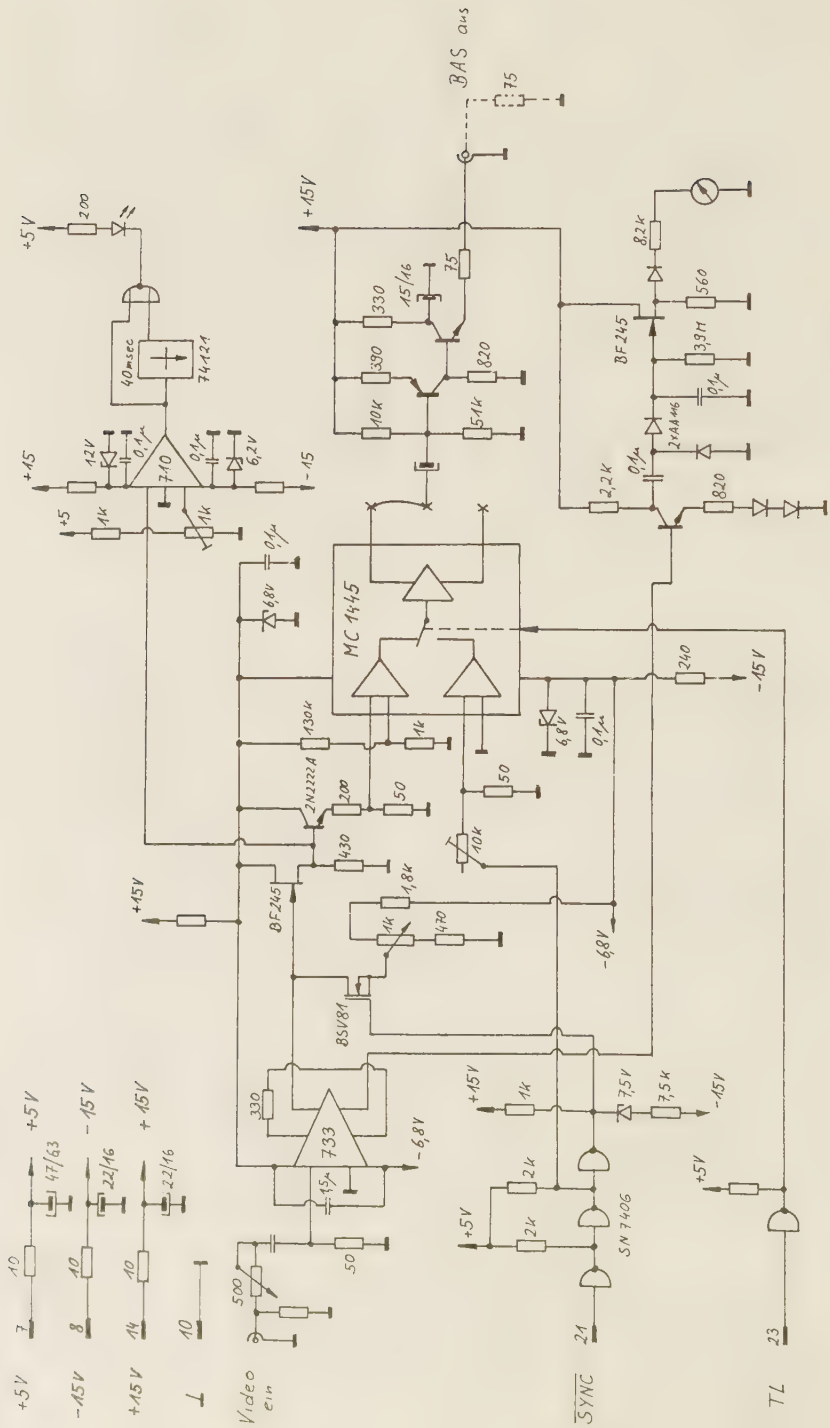


Bild 8.3: Prinzipschaltung des BAS-Mischers





8.2. Optisch-elektronische Nichtlinearität

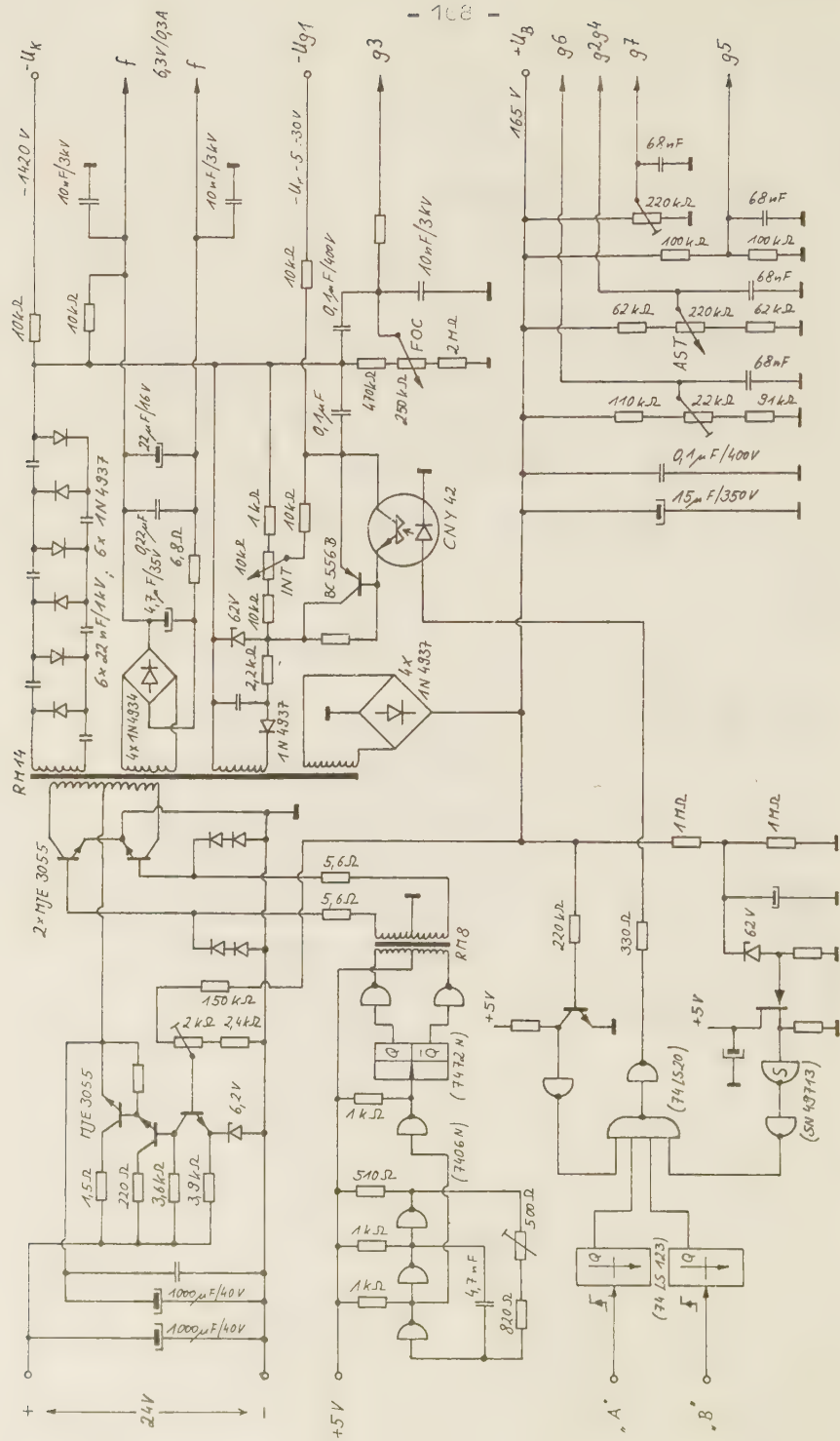
8.2.1. Ansteuerung der kurznachleuchtenden Röhre (A3,A4,A5)

Das Sichtgerät mit der Röhre C14-121 der Fa. Centronics (Gesamtbeschleunigungsspannung 10 kV) wurde als Eigenkonstruktion erstellt. Die für die Röhre benötigten Betriebsspannungen werden über einen Gleichspannungswandler aus 24 V Gleichspannung abgeleitet. Eine Schutzschaltung unterdrückt den Strahlstrom bis etwa 1 min. nach dem Einschalten, bzw. wenn die Horizontalablenkung ausfällt (A3).

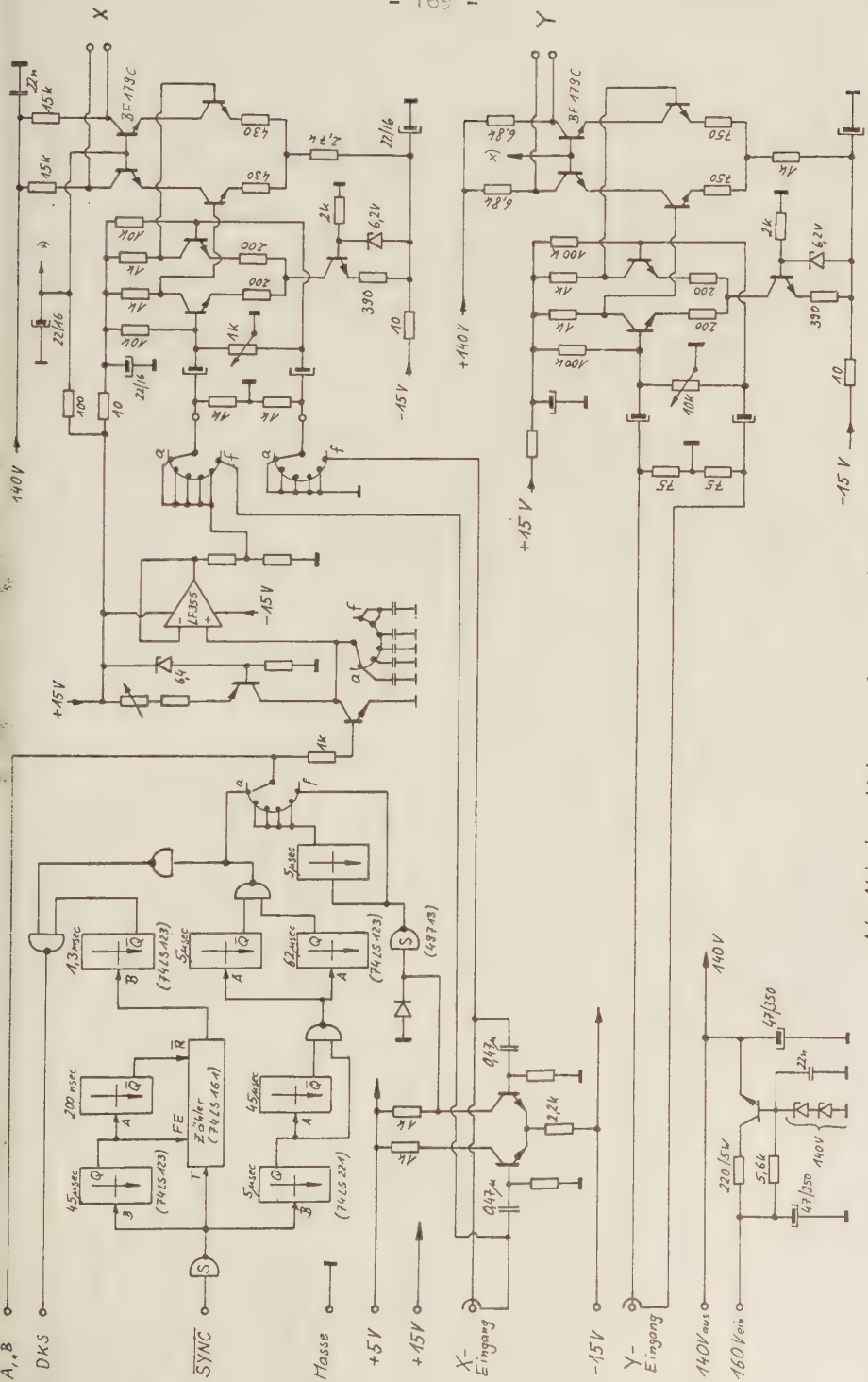
Aus dem Synchronsignal wird eine Horizontalablenkspannung und ein Signal für die Dunkelsteuerung während der H- und V-Tastlücken abgeleitet. Über einen X-Eingang ist aber auch eine externe Horizontalablenkung möglich.

X- und Y-Verstärker sind als Differenzverstärker, die Ausgangsstufen in Kaskode-Schaltung, aufgebaut (A4).

Für ein anderes Gerät mit einer elektrisch gleichen Röhre war eine Strahlstromsteuerung mit einem Videosignal notwendig (Z-Eingang), die auch hier übernommen wurde. Da das Kathodenpotential ca. -1,5 kV gegen Masse beträgt (wegen der Verwendung von gleichspannungsgekoppelten Ablenkverstärkern und der notwendigen Potentialdifferenz zwischen Ablenkplatten und Kathode), kann die Signalübertragung zur Kathode nur über eine rel. kleine Koppelkapazität erfolgen. Dies macht eine Klemmschaltung auf Kathodenpotential notwendig. Hierfür wurde ein selbstsperrender MOS-Feldeffekttransistor eingesetzt, da er für diesen Betrieb keine zusätzliche Hilfsenergie benötigt (A5).



A3: Spannungswandler etc.



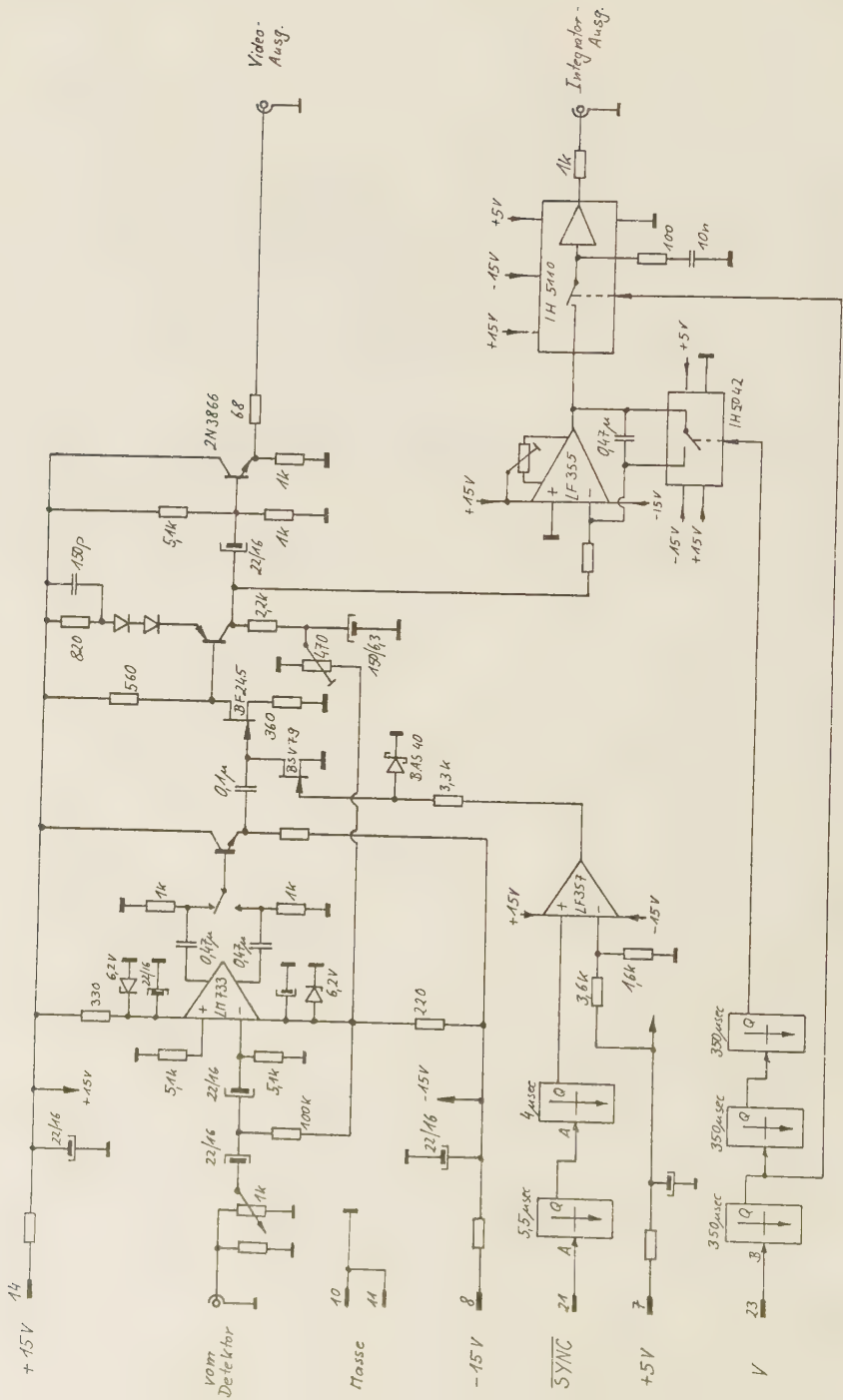
A4: Ablenkerstärker und Synchronisation

8.2.2. Detektor-Vorverstärker (A6)

Diese Baugruppe verstärkt in einer ersten Stufe die Detektorausgangsspannung um einen Faktor 10 . . . 100. Es folgt eine Klemmschaltung zur Unterdrückung additiver Störungen, wie sie durch Streulicht oder Netzbrummen verursacht werden können. Da die Triggerung des Sichtgerätes durch die Vorderflanke des Synchronimpulses erfolgt, muß der Klemmimpuls gegenüber dem Synchronimpuls einige Mikrosekunden verzögert erfolgen.

Über eine frequenzabhängige Gegenkopplung in der nächsten Stufe ist ein weitgehender Ausgleich des Einflusses des Schirmnachleuchtens möglich.

Als zusätzliche Option gestattet ein geschalteter Integrierer mit Abtast-Halteglied eine Messung des gesamten, während der Dauer eines Halbbildes transmittierten Lichtes.



A6: Defektor - Vorverstärker

8.3. Aufbau des zweidimensionalen Transversalfilters

8.3.1. Allgemeines

Das gesamte 2D-Filter wurde in einem 19"Ein Schub untergebracht (Bild 8.4); im oberen Teil befinden sich Netzteil, Takterzeugung, A/D-Wandler, die Zeilenverzögerungen, sowie die Ausgangsschaltung für das verzögerte Eingangssignal. Im unteren Teil sind die Baugruppen mit den Koeffizienteneinstellern, sowie der Hauptsummiervverstärker untergebracht. Einige Baugruppen sind in Bild 8.5 noch einzeln dargestellt.

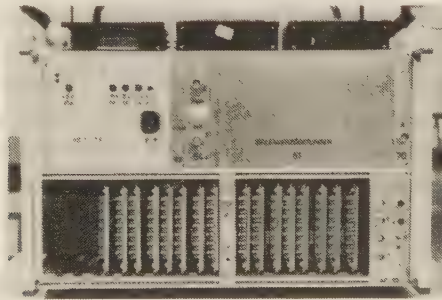


Bild 8.4:
Filteraufbau

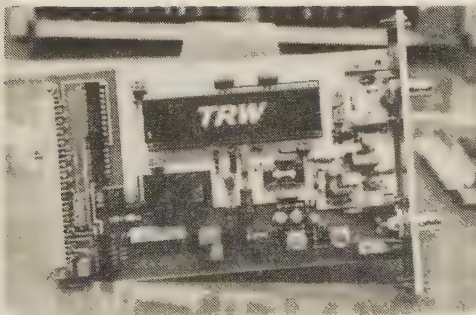


Bild 8.5a: A/D-Wandler

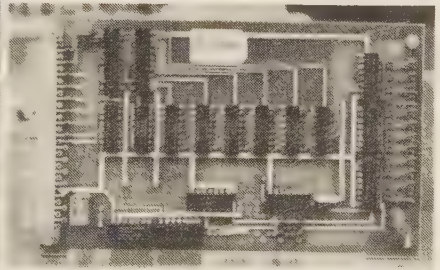


Bild 8.5b: Zeilenverzögerung

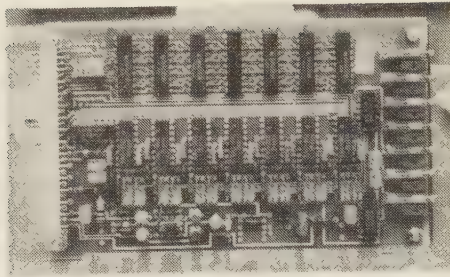
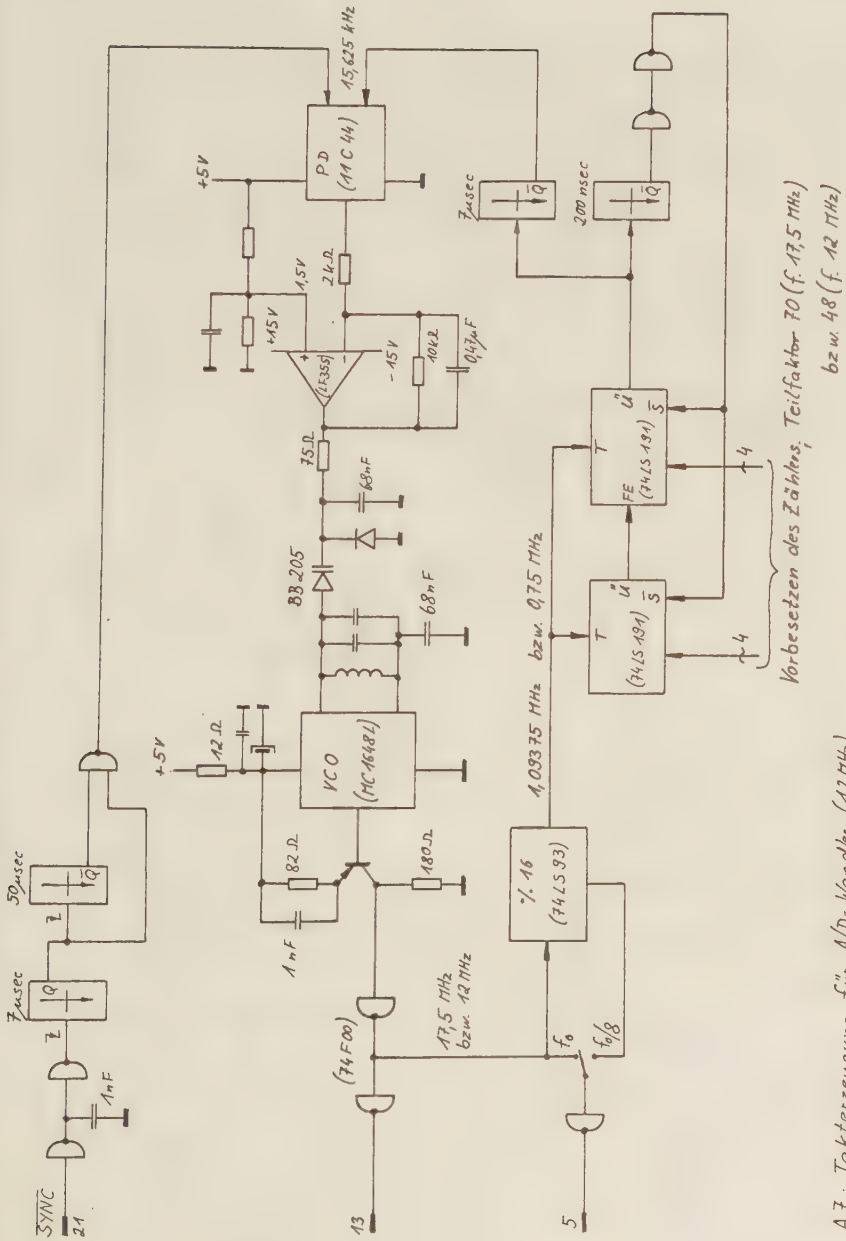


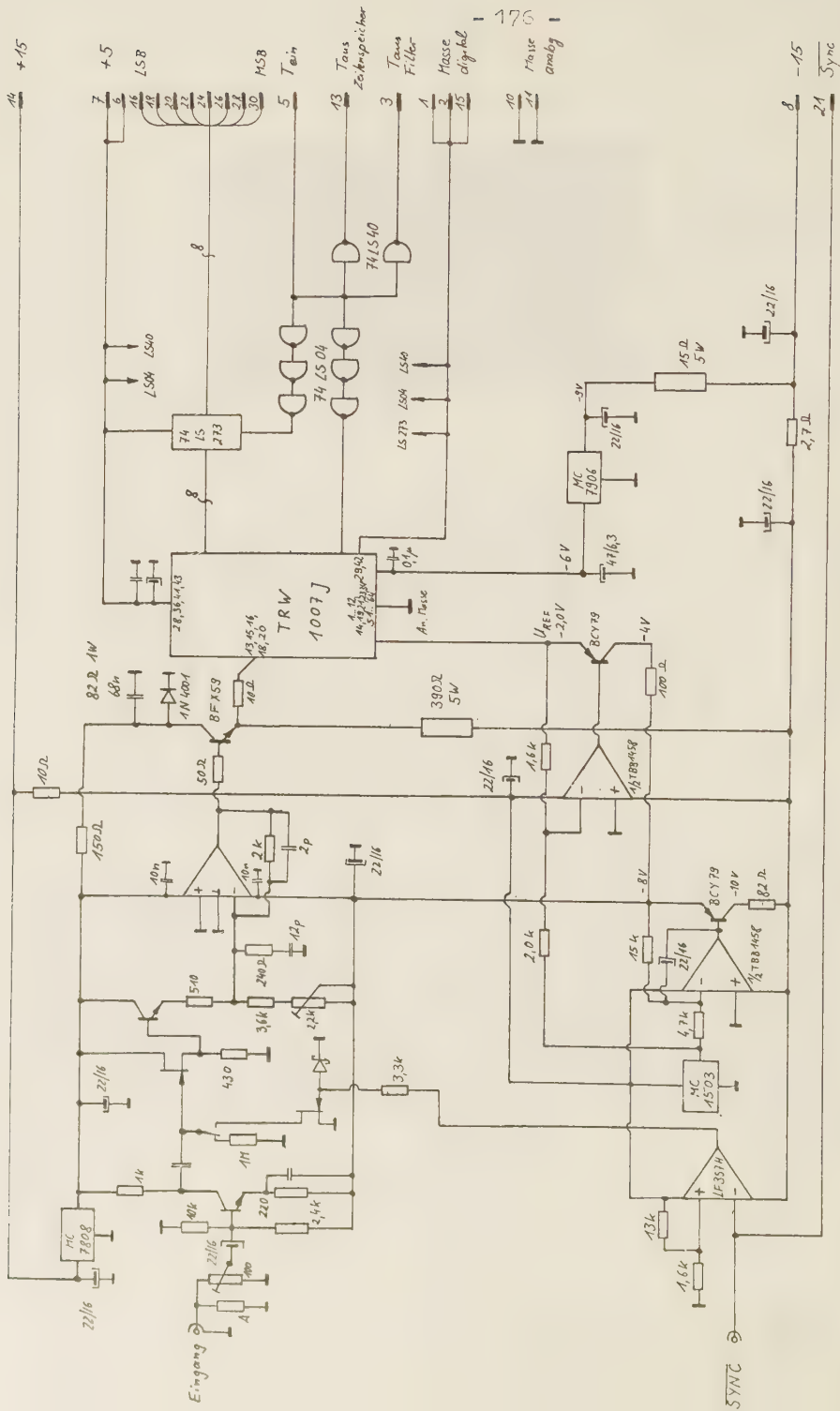
Bild 8.5c:
Baugruppe für die
Einstellung von 7
Koeffizienten

8.3.2. Analog-Digital-Wandler und Takterzeugung

Bei der Takterzeugung, die mit geänderter Frequenz auch für die Erzeugung des Auslesetaktes der CCD-Zeilenspeicher des Pseudo-Stereo-Versuchssystems eingesetzt wurde, handelt es sich um eine übliche PLL-Schaltung. Ein LC-Oszillator, der mit Hilfe einer Kapazitätsdiode abgestimmt wird, erzeugt die Taktfrequenz. Über einen Vorteiler (Teilfaktor 16) und einen einstellbaren Teiler wird die Oszillatorfrequenz auf die Zeilenfrequenz heruntergeteilt. Mit Hilfe eines Phasen-Frequenz-Diskriminators und eines aktiven Schleifenfilters wird die Abstimmungsspannung für die Kapazitätsdiode erzeugt. Die Referenzfrequenz wird über zwei Zeitglieder, die eine Unterdrückung der "Trabanten" im Synchronsignal während des Halbbildwechsels ermöglichen, aus dem Synchronsignal gewonnen (siehe Schaltbild A7).

Die Wandlerbaugruppe (Schaltbild A8) enthält als eigentlichen A/D-Wandler den integrierten Baustein TDJ 1007 der Fa. TRW. Zusätzlich umfaßt sie die Stabilisierungsschaltungen für die benötigten Versorgungsspannungen, einen Videoverstärker mit Klemmstufe am Eingang sowie einen Taktleitungstreiber und ein Pufferregister am Ausgang, die den nachfolgenden Baugruppen Daten (8 bit parallel) und Takt (12 MHz) phasenrichtig anbieten.





A8: A/D - Wandler

8.3.3. Zeilenverzögerung

Nach außen hin verhält sich diese Baugruppe wie ein Schieberegister mit einer (einstellbaren) Länge von ca. 760×8 Bit. Es wurden dafür schnelle TTL-RAM-Speicherbausteine der Organisation 1×1024 Bit (Typ F 93 425 APC der Fa. Fairchild) verwendet; innerhalb einer Taktperiode von ca. 83 nsec Dauer wird ein Speicherplatz angewählt, der Inhalt in ein Ausgangsregister übernommen und der Speicherplatz neu beschrieben. Ein Taktzähler adressiert nacheinander die Speicherplätze $K \dots 1023$, dabei ist K über eine Voreinstellung des Zählers wählbar. Die Gesamtverzögerung kann so auf Werte zwischen 2 und 1025 Taktperioden eingestellt werden. Bild 8.6 zeigt die Prinzipschaltung dieser Baugruppe. Die darin enthaltenen Verzögerungen wurden durch kaskadierte Inverter oder durch Kombination von Invertern mit RC-Gliedern realisiert.

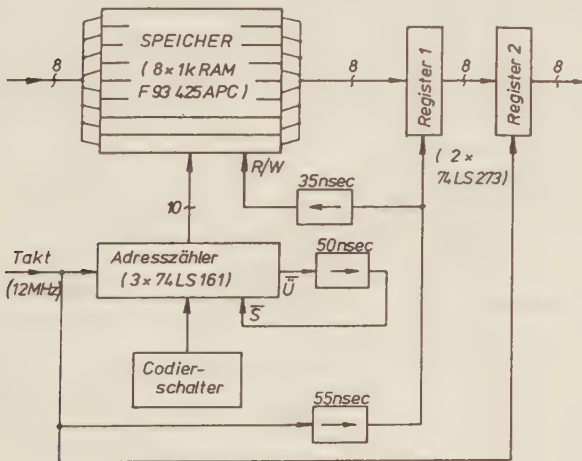


Bild 8.6: Vereinfachtes Schaltbild der Zeilenverzögerung

8.3.4. Filterbaustein für 7 Koeffizienten

Diese Baugruppe (s.Bild 8.7) enthält 7 zu einem Schieberegister geschaltete 8-Bit-D-Flipflop zur Verzögerung um je eine Abtastperiode; an jeder Anzapfung dieses Schieberegisters hängt ein schneller, multiplizierender D/A-Wandler (Typ DAC 08 der Fa. Motorola oder äquiv.). Die Koeffizienteneinstellung geschieht durch Einstellung einer Gleichspannung an Trimpotentiometern, die kann über Meßbuchsen kontrolliert werden. Die eingestellten Spannungswerte werden über Trennverstärker den Referenzspannungseingängen der D/A-Wandler zugeführt. Die komplementären Ausgangsströme der D/A-Wandler werden über je einen Umschalter, mit dem das Vorzeichen des Koeffizienten bestimmt wird, auf zwei Sammelleitungen zusammengefaßt. Eine erste Summierstufe mit Eingangstristoren in Basisschaltung faßt die Ausgangssignale der 7 D/A-Wandler zusammen und erzeugt komplementäre Ausgangsströme in einer für den Hauptsummiervverstärker verträglichen Größe.

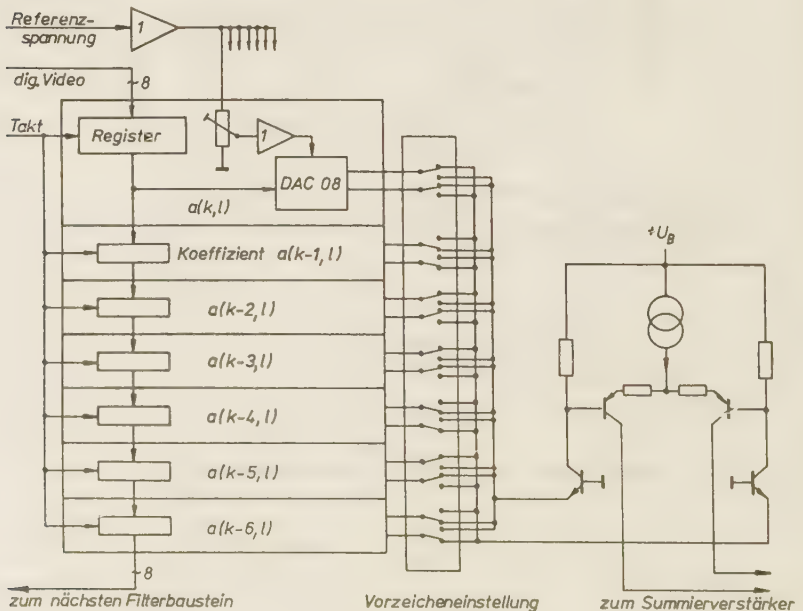


Bild 8.7: Prinzipschiung der Filterbausteine

8.3.5. Hauptsummiervverstärker

Der Hauptsummiervverstärker (Bild 8.8) hat die Aufgabe, die Ausgangsströme der Filterbausteine zu summieren und in ein Spannungssignal umzusetzen. Ebenso wie jene erhält er Eingangsstufen mit Transistoren in Basisschaltung (hier allerdings PNP-Typen) und einen anschließenden Differenzverstärker; von einem Zweig dieses Differenzverstärkers wird über einen Transistor in Kollektorschaltung das Summensignal (= Ausgangssignal des Filters) abgenommen.

Außerdem enthält diese Baugruppe die Referenzspannungsquelle für das gesamte Filter und die Koeffizientenbildung für den Term $a(0,0)$. Da der Einstellwert für diesen Koeffizienten oft wesentlich größer ist als für alle anderen, ermöglicht eine getrennte Realisierung des zugehörigen Vorverstärkers eine bessere Ausnutzung des Einstellbereichs der übrigen Koeffizienten und damit eine höhere Genauigkeit.

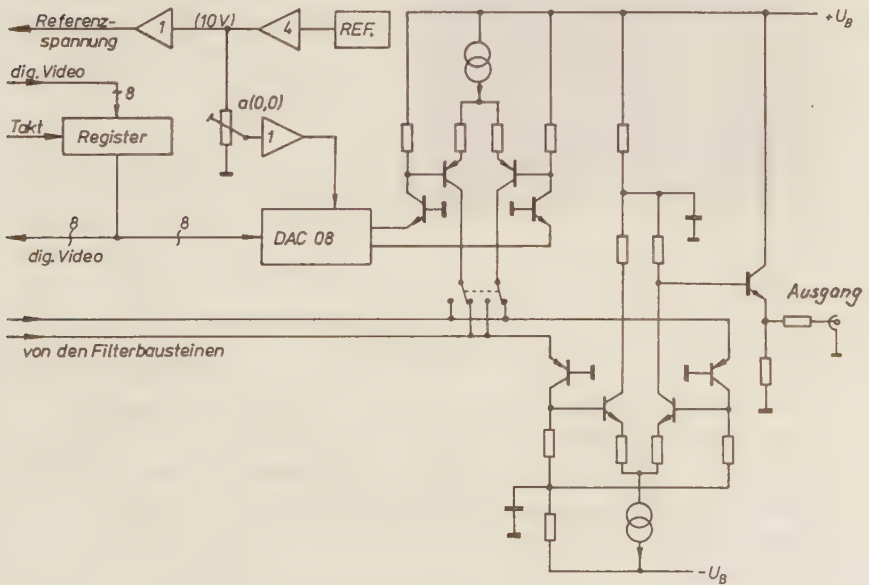


Bild 8.8: Schaltung des Hauptsummiervverstärkers

8.4. Aufbau des Pseudo-Stereo Versuchssystems

8.4.1. Allgemeines

Das gesamte System wurde in einem 19"-Gehäuse untergebracht (Bild 8.9). Im oberen Teil befindet sich der BAS-Trenner, die Ansteuerschaltung für die Zeilenspeicher, die 5 Zeilenspeicher, die Umschalt-einheit, sowie 3 BA-Einsteller für die drei Farbkanäle des Monitors. Im unteren Teil wurde die Takterzeugung untergebracht, bestehend aus Differenzierer ("80"), Symmetrierverstärker ("75"), den beiden spannungsgesteuerten Oszillatoren, der Zähler- und Multiplexerplatte und dem Referenzoszillator. Die übrigen Baugruppen dienen zur Bildung der Differenz der beiden erzeugten Teilbilder etc.

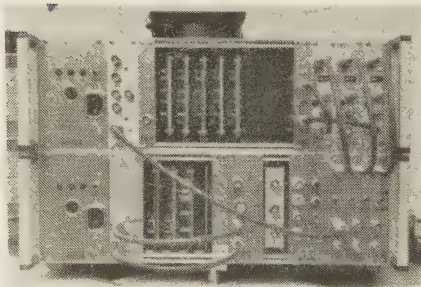


Bild 8.9: Foto des Aufbaus

8.4.2. Ansteuerschaltung für die Zeilenspeicher

In der Ansteuerschaltung wird, wie in Bild 8.10 dargestellt, das Video-signal zunächst invers zur Übertragungsfunktion der Zwischenspeicher bei der mittleren Taktfrequenz vorverzerrt. Dies geschieht durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung der ersten Verstärkerstufe. Danach erfolgt eine Klemmung und Austastung, bei der die Tastlücke etwas ver-breitert wird.

Während der Austastlücke wird eine Signalspannung übertragen, die einem mittleren Grauwert entspricht. Dies dient dazu, um – nach der Zwischenspeicherung – am Anfang jeder aus den Zeilenspeichern ausgelesenen Zeile eine Klemmung durchführen zu können; als notwendig erwies sich diese Maßnahme wegen der Potentialdifferenzen und unterschiedlichen Driftverhalten der einzelnen CCDs, sowie wegen deren unbestimmten Ausgangswertes während der Taktpausen in den Zeilentastlücken. Es folgt ein Tiefpaßfilter (Potenzfilter 11.ten Grades mit einer Grenzfrequenz von 5 MHz und mit einem nachgeschalteten Allpaß zur Laufzeitkorrektur nach /4.13./ und /4.15./, S.182–185) zur Bandbegrenzung. Da das Eingangssignal im vorgeschalteten 2D-Filter digital verzögert wurde (und nach D/A-Wandlung Quantisierungssprünge und Störspitzen aufweist), wurde diese Bandbegrenzung notwendig.

Über eine Trennstufe wird das Signal den 5 Ausgangstreibern zugeführt, die einen Pegel von je $0,8 V_{SS}$ an 200Ω für die Eingänge der 5 Zeilenspeicher erzeugen.

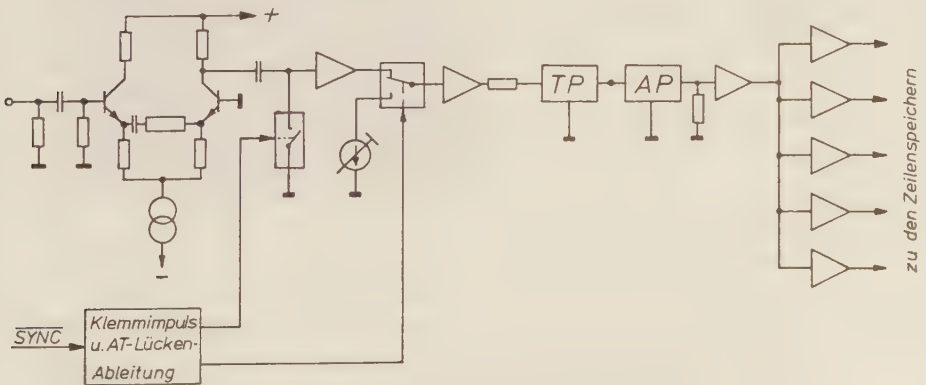


Bild 8.10: Ansteuerschaltung für die Zeilenspeicher

8.4.3. Zeilenspeicher

Wie im Hauptteil mehrfach erwähnt, ist die Baugruppe "Zeilenspeicher" insgesamt 5 mal vorhanden, je zweimal für die beiden Teilbildkanäle und einmal für den Referenzkanal. Es wurde jeweils das Ladungstransferelement (CCD 321 A der Fa. Fairchild) zusammen mit der Taktansteuerung, einer Ausgangsstufe und einem Tiefpaßfilter zur Ausiebung der Taktspitzen auf einer Leiterplatte untergebracht (Bild 8.11.).

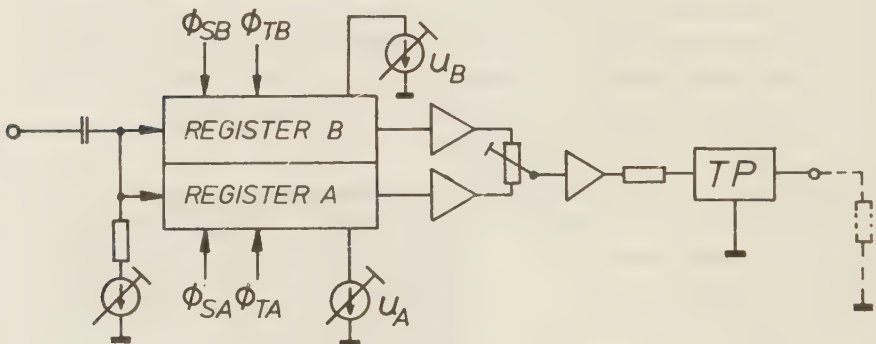


Bild 8.11: Prinzipschaltung der Zeilenspeicher

Das Ladungstransferelement enthält zwei unabhängige Register, die jeweils eine serielle Speicherung von 455 Abtastwerten zulassen. Diese beiden Register werden im Multiplex betrieben, so daß insgesamt 910 Abtastwerte, bei einer Halbierung der Schiebe-Taktfrequenz, zwischengespeichert werden können. Die Ableitung der benötigten Impulse aus dem von der Taktumschaltung kommenden Taktsignal geschieht folgendermaßen (Bild 8.12): zunächst wird mit jeder positiven Flanke des ankommenden Signals ein Flipflop umgeschaltet. Am invertierten wie am nicht invertierten Ausgang des Flipflops befindet sich je eine aus Invertiern bestehende Laufzeitkette; aus der Differenz der Signale an verschiedenen

Stellen dieser Laufzeitkette werden nach einer positiven Flanke am jeweiligen Ausgangs des Flipflops die benötigten Abtast- und Transportimpulse abgeleitet. Treiberstufen, die aus diskreten Bauteilen aufgebaut wurden, bringen die Impulse auf die vom CCD benötigten Spannungswerte von 15 V_{ss} .

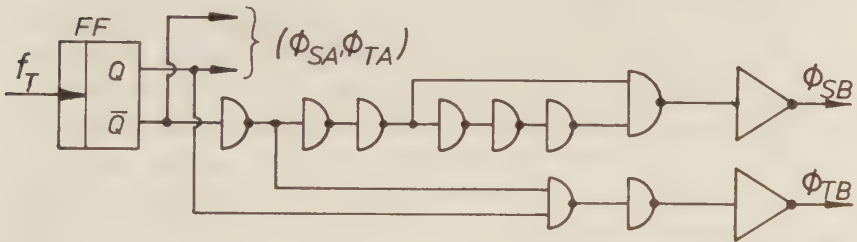


Bild 8.12: Ableitung der Steuerimpulse für das CCD-Register

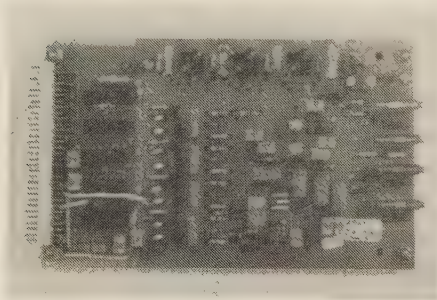


Bild 8.13: Foto eines Zeilenspeichers

8.4.4. Umschaltung der Zeilenspeicher

Nach der Zwischenspeicherung wird zunächst mit Hilfe von Analogschaltern zwischen den beiden einem Teilbildkanal zugehörigen Zeilenspeichern umgeschaltet, vgl. Bild 4.8. Ein Symmetrierpotentiometer ermöglicht einen Ausgleich der evtl. verschiedenen Ausgangsspannungen der beiden Zeilenspeicher.

Es folgt in jedem Kanal ein Allpaß, der zur Korrektur des Gruppenlaufzeitverhaltens der Tiefpässe auf den Zeilenspeicherbaugruppen dient. Über eine Verstärkerstufe (mit RC-Gegenkopplungsnetzwerk zur Frequenzgangkorrektur) wird eine Klemmstufe angesteuert; als Referenz dienen die am Anfang jeder Zeile übertragenen Werte (vgl. 8.4.2). In einer anschließenden Stufe wird zwischen dem verarbeiteten Videosignal und – während der auf ca. 22 μsec verbreiterten horizontalen Tastlücke – einem einstellbaren Wert umgeschaltet. In Bild 8.14 ist diese Schaltung für einen der beiden Teilbildkanäle dargestellt; im Referenzkanal (im Bild 4.8 ganz oben) ist lediglich der erste Umschalter durch einen entsprechenden Widerstand ersetzt.

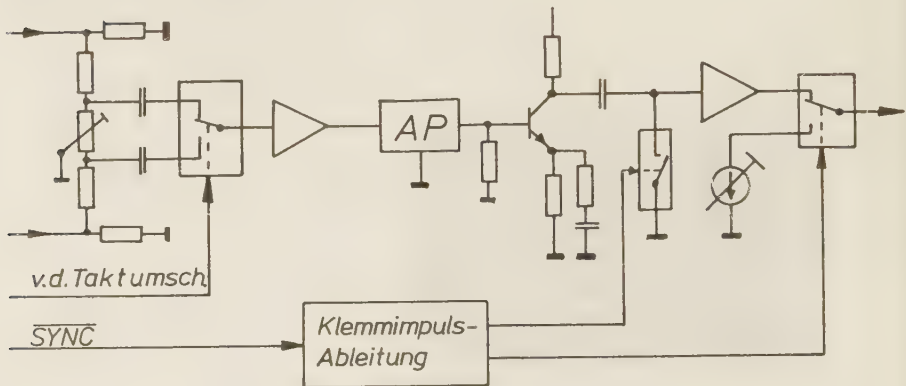


Bild 8.14: Umschaltung für einen Teilbildkanal

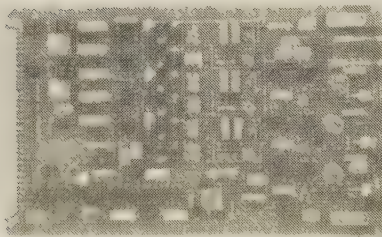


Bild 8.15: Foto der Umschalter-Leiterplatte

8.4.5. Differenzierer und Ansteuerung der Oszillatoren für die variablen Taktfrequenzen

Der Differenzierer arbeitet nach dem in 4.1.3.3. bereits beschriebenen Verfahren einer Differenzbildung. Als Laufzeitglied wurde ein Tiefpaß mit maximal gegebener Gruppenlaufzeit /4.14./ verwendet, seine Verzögerungszeit beträgt ca. 133 nsec. Vor der Differentiation erfolgt eine Klemmung und eine Bandbegrenzung auf ca. 1 MHz. Es zeigte sich bei den Experimenten, daß diese Bandbreite für das Stereo-Steuersignal gut ausreicht und eher noch zu groß ist.

Nach der Differentiation ermöglicht ein Potentiometer eine Einstellung der Stärke des Stereo-Effektes. Über eine Austaststufe (zur Unterdrückung von Störspitzen während der Tastlücke infolge der Klemmung und Differentiation) gelangt das differenzierte Stereo-Steuersignal zu einem Symmetrierverstärker, von dessen beiden Ausgängen die spannungsgesteuerten Oszillatoren angesteuert werden.

Noch vor dem Differenzierer wird ein Signal zur Steuerung des Abtastbeginns ausgekoppelt. Dieses läuft ebenfalls über eine Symmetrierstufe und dient dann zur Veränderung der Zeitkonstanten zweier Monoflops, die, vom Zeilensynchronimpuls getriggert, den Abtastbeginn in den beiden Teilbildkanälen bestimmen. Die gesamte Schaltung ist im Schaltbild A9 wiedergegeben.

8.4.6. Taktfrequenzerzeugung

Das Prinzip der Steuerung der Abtasttakte wurde bereits in 4.3. beschrieben. Die Addition der Eingangsspannung zum Abgleichwert erfolgt mit Hilfe von zwei komplementären Transistoren in Kollektorschaltung und zwei Widerständen. Am Eingang des ECL-Multivibrators wird über ein RC-Glied und einen schnellen Komparator eine einfache Überdeckungs-Detektion durchgeführt.

Der Abgleichwert für die mittlere Taktfrequenz von 17,5 MHz wird von einer Abtast-Halte-Schaltung gespeichert, die während des Abgleichvorgangs selbst als Spannungsfolger arbeitet.

Die Schaltung der Taktozillatoren ist im Schaltbild A10 zu finden. Als Referenz wurde die halbe Auslese-Taktfrequenz verwendet; diese ist ihrerseits über einen Phasenregelkreis mit der Zeilenfrequenz verkoppelt. Es wurde hierfür die gleiche Schaltung wie beim zweidimensionalen Filter, nur mit geänderten Teilverhältnis, verwendet (Schaltung A7).

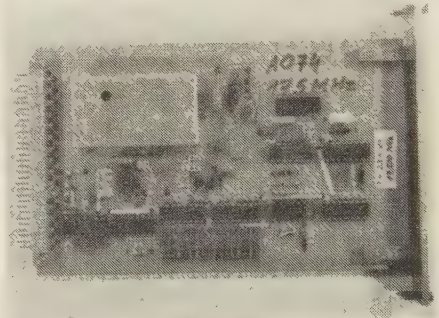
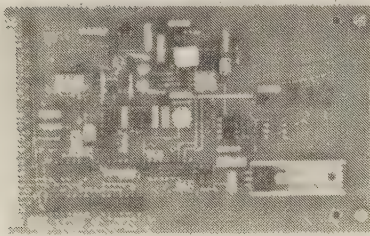


Bild 8.16ab: Foto einer Takterzeugung und des Referenzoszillators

8.4.7. Taktzähler und Taktumschaltung

Die drei Zähler für die Taktschritte wurden zusammen mit den Umschaltern für die Takte auf einer Leiterplatte untergebracht (Schaltbild A11). Die Zähler sprechen auf negative Flanken an den Eingängen an. Etwas Schwierigkeiten bereitete es, sicherzustellen, daß für jede Zeile genau 910 Taktpulse durchgelassen werden, unabhängig von deren zeitlichen Abstand, der zwischen 33 nsec und ca. 1 μ sec (beim Auftreten von Überdeckungen) betragen kann.

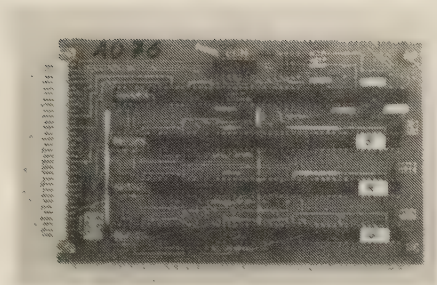
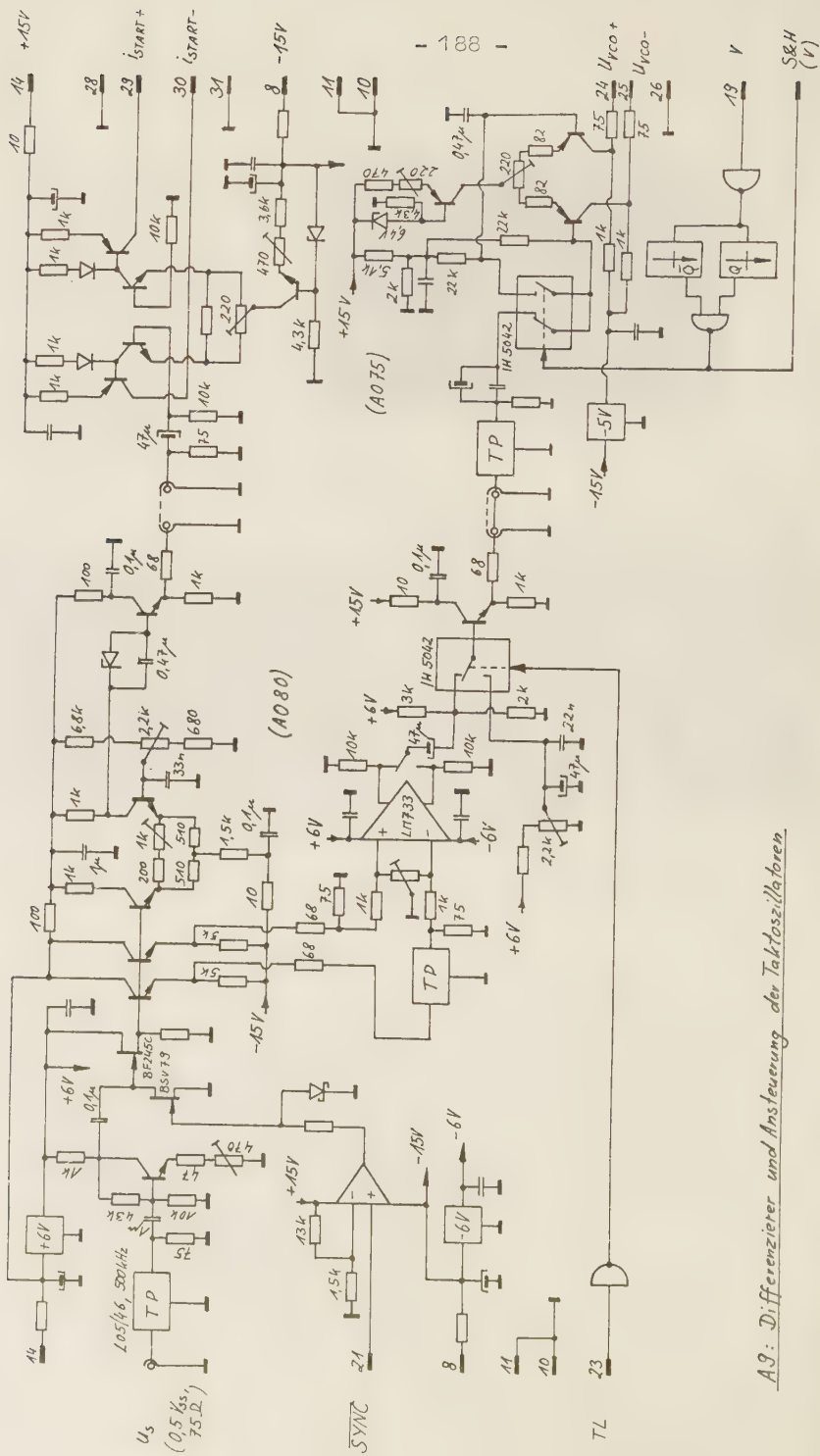
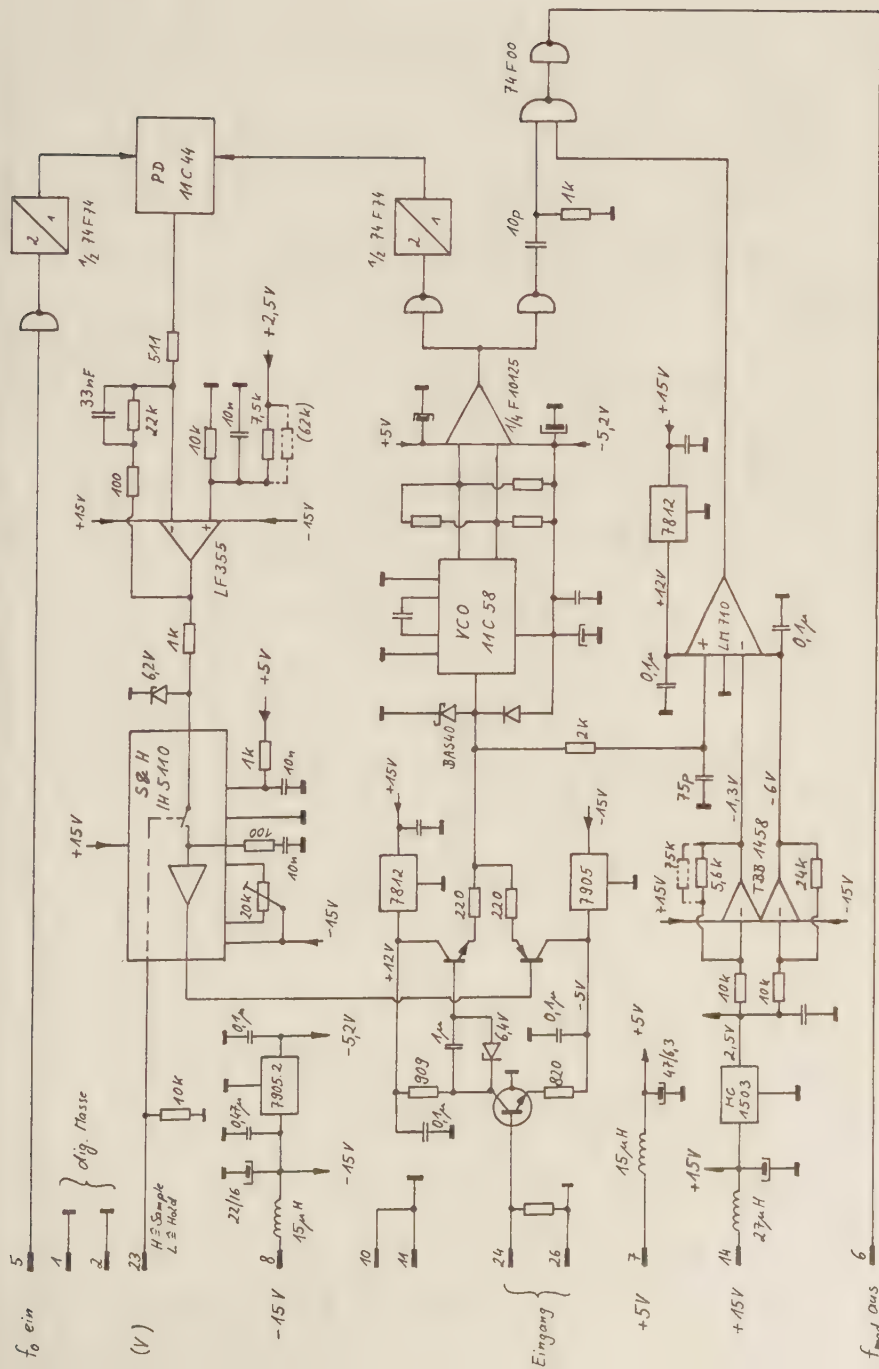


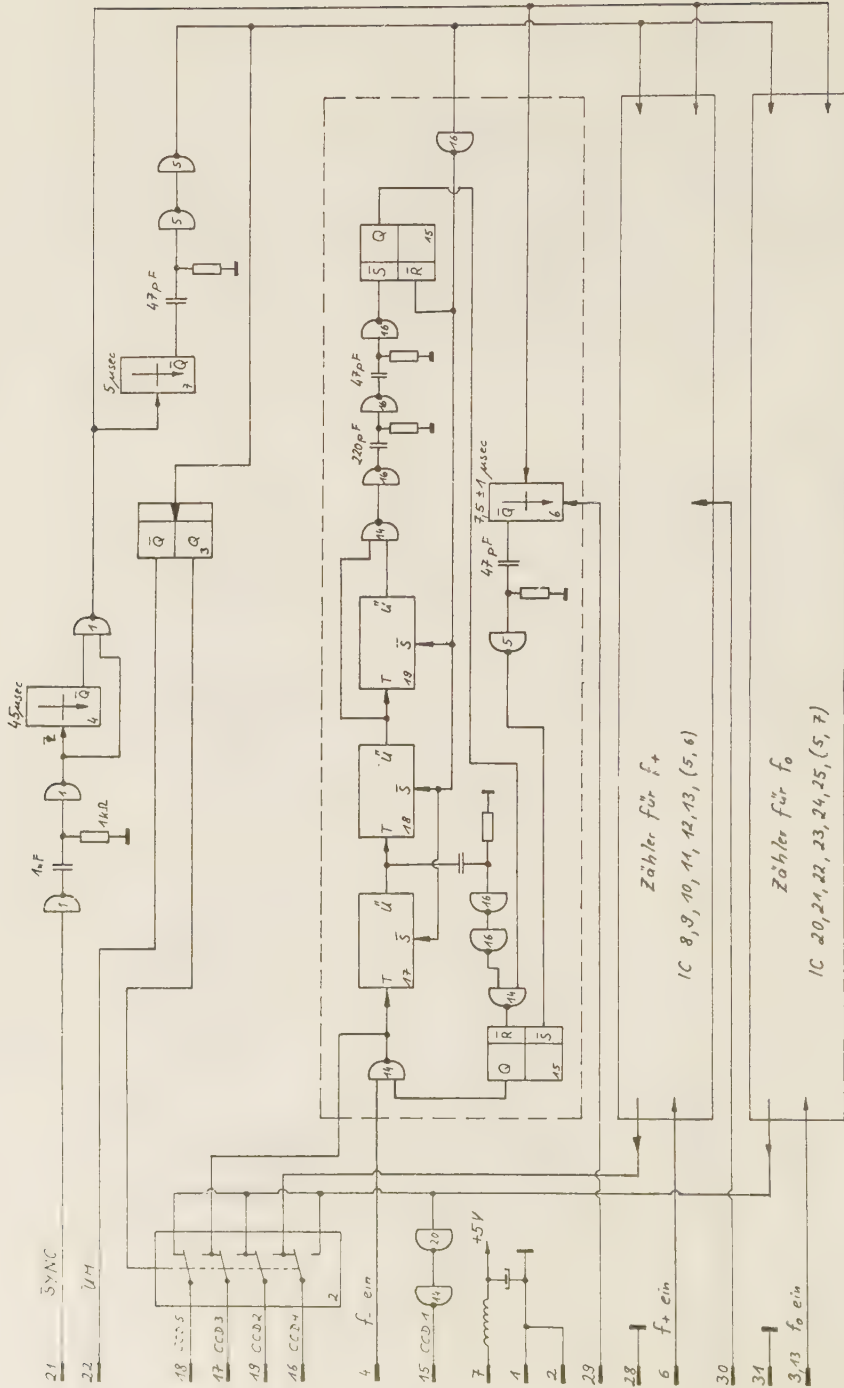
Bild 8.17: Foto der Zähler- und Taktmultiplexer-Leiterplatte



A9: Differenziert und Ansteuerung der Taktschaltkreise



A10: Taklossillator f. Pseudo-Stereo



A11: Taktzähler und Multiplexer

LEBENS LAUF

- 26.03.50 Geboren in Nürnberg als erstes von drei Kindern
des Meßtechniklers Fritz Götz und seiner Frau Helga,
geb. Meyenberg
- ab 09.56 Besuch der Grundschule in Nürnberg
- ab 09.60 Besuch des Hans-Sachs-Gymnasiums in Nürnberg
- 07.69 Abitur
- 08.69 - 10.69 Industrierorpraktikum und Ferienarbeit bei Firma
TEKADE in Nürnberg
- 11.69 - 04.71 Zivildienst im Krankenhaus Eppingen und im
Wichernhaus Altdorf
- 05.71 - 09.71 Beschäftigt bei Firma TEKADE, Nürnberg
- ab 10.71 Studium der Elektrotechnik an der Universität
Erlangen-Nürnberg
- 15.12.76 Abgabe der Diplomarbeit
- 02.77 - 06.82 Tätigkeit am Lehrstuhl für Angewandte Optik des
Physikalischen Insituts der Universität Erlangen-Nürnberg
als wissenschaftlicher Angestellter bzw. wissenschaftlicher
Mitarbeiter
- seit 01.07.82 Beschäftigt bei Firma TEKADE Fernmeldeanlagen, Nürnberg,
im Entwicklungsbereich

Copy-Center 2000

852 ERLANGEN · Obere Karlstr. 30
Tel. 09131-26197